

Einfluss des Prüfkreises auf das Abreißstromverhalten von Vakuumschaltern unter Berücksichtigung spezieller Netzkonfigurationen in der Mittelspannung

Vom Fachbereich 18
- Elektrotechnik und Informationstechnik -
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

Dipl.-Ing. Patrick Halbach
geboren am 12. November 1981 in Hofheim am Taunus

Referent: Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Frank Berger

Tag der Einreichung: 24. September 2012
Tag der mündlichen Prüfung: 25. Januar 2013

D17
Darmstadt 2013

Bitte zitieren Sie dieses Dokument als:

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-30703

URL: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/id/eprint/3070>

Dieses Dokument wird bereitgestellt von tuprints,

E-Publishing-Service der TU Darmstadt.

<http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de>

tuprints@ulb.tu-darmstadt.de

Die Veröffentlichung steht unter folgender Creative Commons Lizenz:

Namensnennung - Keine kommerzielle Nutzung - Keine Bearbeitung 3.0 Deutschland



<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/de/>

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Hochspannungstechnik der Technischen Universität Darmstadt.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen, der mich stets unterstützt hat und mit seinen konstruktiven Vorschlägen maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.

Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Frank Berger für die Übernahme des Korreferats in Verbindung mit seiner sehr gewissenhaften Durchsicht der Arbeit sowie für seine Ratschläge und Erläuterungen zur Dissertationsschrift.

Die Arbeit wurde freundlicherweise durch die Siemens AG finanziell und durch die Bereitstellung von Prüfkörpern unterstützt. Mein Dank gilt allen Siemens-Mitarbeitern, die in mein Projekt involviert waren. Besonders hervorheben möchte ich die aufbauende Kooperation mit den Herren Kristian Ermeler, Andreas Lawall, Erik Taylor und Jörg Teichmann sowie dem mittlerweile leider verstorbenen Roman Renz.

Für die Unterstützung auf dem Gebiet der materialwissenschaftlichen Untersuchungen danke ich Frau Katharina von Klinski-Wetzel und Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Heilmaier.

Ganz besonders möchte ich die Verdienste der Werkstattmitarbeiter des Fachgebiets Hochspannungstechnik unterstreichen und danke den Herren Horst Graulich, Christian Homa, Steffen Noll, Frank Ullrich und Ulrich Veith, ohne deren Geschick und Anstrengungen meine Ideen nicht umzusetzen gewesen wären.

Für ihren Einsatz und die sehr gute Unterstützung danke ich den Studierenden, die in Form von Studien- und Diplomarbeiten oder als wissenschaftliche Hilfskräfte zu dieser Arbeit beigetragen haben. Besonders möchte ich dabei die Herren Benjamin Baum, Alexander Feilbach und Karsten Golde benennen, die im Anschluss an ihr Studium zu Kollegen am Fachgebiet wurden.

Des Weiteren danke ich allen Kollegen am Fachgebiet, insbesondere meinen ehemaligen Bürokollegen Frau Masoumeh Koochack-Zadeh und Herrn Michael Tenzer, die mir mit ihren Ideen, Ratschlägen und Ermunterungen geholfen haben. Bei Herrn

Danksagung

Thomas Wietoska bedanke ich mich für die zahlreichen Ideen und Konzeptvorschläge bei der Gestaltung der Prüf- und Messtechnik.

Meinen Eltern bin ich dafür dankbar, dass sie mir durch ihre Unterstützung mein Studium erst ermöglicht haben.

Von Herzen bedanke ich mich bei meiner Lebensgefährtin Melanie Heck für ihr Verständnis und ihre Korrekturvorschläge zu dieser Arbeit.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	i
Verzeichnis der Formelzeichen, Konstanten und Abkürzungen	v
Abstract	ix
Kurzfassung	xi
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundlagen und Stand des Wissens	5
2.1 Einordnung des Vakuumschalters in die Schaltgerätetechnik	5
2.2 Aufbau einer Vakuumschaltröhre	6
2.3 Theorie des Metalldampfbogens im Vakuum	8
2.3.1 Modellvorstellung der Thermo-Feld-Emission	9
2.3.2 Modellvorstellung der Emissionszentrenexplosion	12
2.3.3 Kathodenfußpunkte und diffuser Metalldampfbogen	14
2.4 Stromabriss	16
2.4.1 Instabilitäten des Metalldampfbogens vor dem Abriss	17
2.4.2 Einfluss der Prüfkreisparameter auf den Abreißstrom	19
2.5 Typische Schaltfälle	22
2.5.1 Ausschalten induktiver Stromkreise	23
2.5.2 Ausschalten kapazitiver Stromkreise	26
2.5.3 Ausschalten resistiver Stromkreise	27
2.6 Kontaktwerkstoffe und Herstellungsverfahren	28
2.6.1 Allgemeine Anforderungen an die Kontaktwerkstoffe	28
2.6.2 Herstellungsverfahren	29
2.6.3 Einfluss des Kontaktwerkstoffs auf den Abreißstrom	30
3 Ziele der Arbeit	33
4 Prüfkreise und Messtechnik	37
4.1 Querbezug zu relevanten Normen	37
4.2 Niederspannungsprüfkreis für Grundsatzuntersuchungen	40
4.2.1 Aufbau des Prüfkreises	41
4.2.2 Prüflinge	43
4.2.3 Ansteuerung und Auswertung	44

4.3	Mittelspannungsprüfkreis	48
4.4	Messung des Abreißstroms	49
5	Abreißverhalten des Stroms für praxisrelevante Schaltfälle	53
5.1	Stromabriss und entstehende Überspannungen	53
5.2	Streuverhalten und statistische Auswertung	55
5.3	Einfluss des Kontaktwerkstoffs auf das Stromabrissverhalten	59
5.4	Einfluss der Kreisparameter auf das Stromabrissverhalten	62
5.4.1	Leistungsfaktor	62
5.4.2	Stromhöhe	69
5.4.3	Spannungshöhe	73
5.4.4	Lastkapazität	76
5.4.5	Speisekreiselemente	76
5.5	Bedeutung der Instabilitäten vor dem Abriss	79
6	Modellierung des Stromabrisses durch Simulation	85
6.1	Modellgrundlage der Simulation	85
6.2	Einfluss einzelner Parameter auf das simulierte Stromabrissverhalten .	92
6.2.1	Materialparameter	94
6.2.2	Stromhöhe	95
6.2.3	Lastkapazität	97
6.2.4	Lastinduktivität	98
6.2.5	Speisekreiselemente	100
6.3	Zusammenfassung der Simulationsergebnisse	102
7	Werkstoffanalyse	105
7.1	Metallografische Messtechnik	105
7.2	Untersuchung der Oberflächenbeschaffenheit	107
8	Zusammenfassung der Ergebnisse	119
9	Diskussion und Ausblick	125
9.1	Bedeutung der Ergebnisse in Bezug auf bisherige Literaturangaben .	125
9.2	Prüfkreisbauten und Normung der Messverfahren	126
9.3	Eignung verschiedener Werkstoffe für Lastschaltanwendungen	129
	Literatur	131
	Eigene Publikationen	139
	Betreute Diplom- und Studienarbeiten	141
	Lebenslauf	143
	Erklärung laut § 9 PromO	145

Verzeichnis der Formelzeichen, Konstanten und Abkürzungen

Liste der Formelzeichen

β		Felderhöhungsfaktor
ϑ_s	°C	Siedetemperatur des Kathodenwerkstoffs
λ	W m ⁻¹ K ⁻¹	Wärmeleitfähigkeit
ρ	Ω m	spezifischer Widerstand
σ		Standardabweichung
$\Delta\Phi$	V	Potentialdifferenz durch Schottky-Korrektur
Φ_a	V	Austrittspotential des Kathodenwerkstoffs
Φ_i	V	Ionisierungspotential des Kathodenwerkstoffs
ω	s ⁻¹	Kreisfrequenz
ω_{LC}	s ⁻¹	Resonanzfrequenz des <i>LC</i> -Schwingkreises
A_q	m ²	Leiterquerschnitt
C	F	Kapazität
C'	F m ⁻¹	Kapazitätsbelag
C_g	F	Gesamtkapazität
$\cos \varphi$		Leistungsfaktor
d_K	m	Kontaktabstand
d	dB	Dämpfung
E	J	Energie
E_c	V m ⁻¹	Elektrische Feldstärke an Kathodenoberfläche
F	N	Kraft
f	Hz	Frequenz
$f_{(0..n)}$	Hz	nummerierte überlagerte Frequenz
G'	S m ⁻¹	Ableitungsbelag
$i_{ch,max}$	A	Maximalwert von i_{ch50}
I_{ch}	A	netzfrequenter Momentanwert zum Zeitpunkt des Stromabrisses
i_{ch50}	A	netzfrequenter Momentanwert (bei 50 Hz) zum Zeitpunkt des Stromabrisses

i_g	A	Gesamteffektivstrom
\hat{i}_g	A	Spitzenwert des Gesamtstroms
$I_{\text{hf}(0..n)}$	A	nummerierte Differenz zwischen hochfrequentem und netzfrequentem Strom im Scheitel des Hochfrequenzstroms
i_{pf}	A	netzfrequenter Stromanteil
i_s	A	Verlauf des Abreißstroms
$(+)\Delta i_{s(0..n)}$	A	numerierter Betrag des Stromgefälles
i_{Shunt}	A	Strom im Messwiderstand
$i(t_0)$	A	Betrag des Stroms der zum Zeitpunkt t_0 des Abrisses
j		imaginäre Einheit
J	A m^{-2}	Stromdichte
J_e	A m^{-2}	Elektronenstromdichte
J_i	A m^{-2}	Ionenstromdichte
L	H	Induktivität
L'	H m^{-1}	Induktivitätsbelag
m	kg	Elektronenmasse
M	kg	Atommasse
n		Anzahl
n_e	m^{-3}	Teilchendichte der Elektronen
n_i	m^{-3}	Teilchendichte der Ionen
$N_{\text{i, ch50}}$		normierter Abreißstromwert
$N_{\text{i, g}}$		auf den Gesamtstrom normierter Wert
n_N	m^{-3}	Teilchendichte im Neutraldampf
P		Existenzwahrscheinlichkeit
R_K	m	Kathodenfleckradius
R	Ω	Widerstand
R'	$\Omega \text{ m}^{-1}$	Widerstandsbelag
R_{shunt}	Ω	Messwiderstand
t	s	Zeit
t_C	K	Temperatur des Kathodenflecks
T_c	K	Temperatur der Metalloberfläche
T_e	K	Temperatur der Elektronen
t_{FP}	s	Fußpunktlebenszeit
T_r	K	absolute Raumtemperatur
T_S	K	Siedetemperatur
U_c	V	Kathodenfallspannung
u_{ch}	V	durch einen Stromabriss verursachte Spannung

\hat{u}_{ch}	V	maximaler Wert der durch einen Stromabriss verursachten Spannung
U_{F}	V	Durchbruchspannung
U_{s}	V	Speisespannung
u_{TRV}	V	Wiederkehrspannung / Transient Recovery Voltage
v_{A}	m s^{-1}	Geschwindigkeit des Plasmabereichs an der Anode
v_{C}	m s^{-1}	Geschwindigkeit des Plasmabereichs an der Kathode
v_{open}	m s^{-1}	Öffnungsgeschwindigkeit
W		Teststatistik des Shapiro-Wilk-Tests
W_{krit}		kritischer Wert der Teststatistik des Shapiro-Wilk-Tests
X_{C}	Ω	kapazitive Reaktanz (Kapazitätanz)
X_{L}	Ω	induktive Reaktanz (Induktanz)
x_{ref}	m	Referenzstrecke
Z_{K}	Ω	Kreiskennwiderstand
Z_{L}	Ω	lastseitige Impedanz
Z_{S}	Ω	speiseseitige Impedanz
Z_{W}	Ω	Wellenwiderstand

Liste der Konstanten

ε_0	$8,854\,187\,82 \cdot 10^{-12} \text{ A s V}^{-1} \text{ m}^{-1}$	elektrische Feldkonstante
e	$1,602\,176\,57 \cdot 10^{-19} \text{ C}$	Elementarladung
h	$6,626\,069\,57 \cdot 10^{-34} \text{ J s}$	Plancksches Wirkungsquantum
k	$1,380\,648\,80 \cdot 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$	Boltzmann-Konstante

Liste der Abkürzungen

AC	Alternating Current, englisch für „Wechselstrom“
Ag	Silber
BSE	Backscattered Electrons, englisch für „zurückgestreute Elektronen“
C	Kohlenstoff
Cr	Chrom
Cu	Kupfer
CuCr	Kupfer-Chrom
DC	Direct Current, englisch für „Gleichstrom“
EDX	Energy Dispersive X-ray Spectroscopy, englisch für „energiedispersive Röntgenspektroskopie“

eff.	effektiv
HF	Hochfrequenz
IEC	International Electrotechnical Commission, englisch für „Internationale Elektrotechnische Kommission“
LWL	Lichtwellenleiter
MS	Mittelspannung
Ni	Nickel
NS	Niederspannung
p.u.	per unit, englisch für „pro Einheit“
S _B	Blockierschalter
S _D	Draufschalter
SE	Sekundärelektronen
SF ₆	Schwefelhexafluorid
TRV	Transient Recovery Voltage, englisch für „Wiederkehrspannung“
VCB	Prüfschalter
VS	Versuchsschalter
WCAg	Wolframcarbid-Silber
WCu	Wolfram-Kupfer

Abstract

In contrast to other breaking technologies vacuum circuit breakers have the property of current chopping shortly before the natural current zero. Particularly, under certain grid conditions on medium voltage level with high inductive load und low load currents high overvoltages can be the consequence, whereby, load side equipment can get damaged or the contact distance can break through dielectrically. This thesis processes this certain case by experimental analysis and theoretical solutions in terms of numerical calculations. Basically, various testing conditions and work materials are therefore used.

To begin with, a test circuit is build up and concerning the structure, it refers to the guidelines of relevant testing conditions of the IEC standard in contrast to former papers in this field. Particularly, the supply and load side which are connected by the investigated breaker are discretely isolated. Due to the connection via the breaker, a concurrence of specific elements of both sides as a resonant circuit arises so the resonance frequencies are significantly higher than the power frequency. The influence of the most important circuit parameters is explained in detail. The current amplitudes analyzed account for an peak value up to 890 A at 50 Hz while the supply voltage can be adjusted between 230 V and 3.2 kV.

For an exact evaluation of the procedure during the current chopping the chopping current is not analyzed directly but is calculated with the help of the transient recovery voltage. The reason is that the transient recovery voltage can be measured more precisely. Then it is possible to suggest the power frequent part of the current directly which in the end is responsible for the overvoltage on the load side. The theories for the influence of single circuit parameters that arise from the experimental results are confirmed by a simulation model. This model considers the test circuit configuration as well as the not linear simplified characteristic curve of the metal vapor arc.

After the switching experiments the relevant contacts are tested for their surface structure via light microscopic and scanning electron microscopic examinations. The aim is to see if they are suitable as a contact material for a load breaker. Thereby, differences in the melting of the surfaces appear for the various materials.

Kurzfassung

Vakuumschalter besitzen gegenüber anderen Schalttechnologien die Besonderheit, dass der zu unterbrechende Strom kurz vor dem natürlichen Nulldurchgang bei Werten im Ampere-Bereich abreißt. Besonders bei bestimmten Netzbedingungen in der Mittelspannungsebene bei großen induktiven Lasten und kleinen Gesamtströmen können hohe Überspannungen die Folge sein, wodurch lastseitig angeschlossene Betriebsmittel Schaden nehmen können oder die Schaltstrecke selbst dielektrisch versagen kann. Diese Arbeit behandelt diesen speziellen Fall durch experimentelle Untersuchungen und theoretische Lösungen in Form von numerischen Berechnungen. Ziel ist es dabei im Wesentlichen, verschiedene Prüfbedingungen sowie Kontaktwerkstoffe zu variieren.

Zunächst wird ein Prüfkreis aufgebaut, der sich in der Struktur im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten auf diesem Gebiet an Vorgaben relevanter Prüfvorschriften der IEC-Norm orientiert. Die Besonderheit ist hierbei die diskrete Trennung von Speise- und Lastseite, deren Bindeglied der untersuchte Schalter darstellt. Durch den Schalter gekoppelt kommt es zu einem Zusammenwirken bestimmter Elemente beider Seiten als Schwingkreis mit Resonanzfrequenzen bis in den Megahertz-Bereich, welche damit deutlich größer als die Netzfrequenz sind. Hierbei wird ausführlich auf den Einfluss der einzelnen Kreisparameter eingegangen. Die dabei untersuchten Stromhöhen belaufen sich auf bis zu 890 A im Scheitel bei 50 Hz, während die treibende Spannung im Bereich zwischen 230 V und 3,2 kV eingestellt werden kann.

Um eine exakte Auswertung der Vorgänge beim Stromabriss zu ermöglichen, wird der Abreißstrom nicht direkt ausgewertet, sondern mithilfe der genauer zu messenden Wiederkehrspannung berechnet. Somit ist es möglich, direkt auf den netzfrequenten Anteil des Stroms zu schließen, der letztlich für die Überspannung auf der Lastseite verantwortlich ist. Die aufgrund der experimentellen Ergebnisse aufgestellten Theorien zum Einfluss einzelner Kreisparameter werden durch ein Simulationsmodell bestätigt, welches sowohl den Prüfkreisaufbau als auch die nichtlineare, vereinfachte Kennlinie des Metaldampfbogens berücksichtigt.

Nach den Schaltversuchen werden die relevanten Kontakte bezüglich ihrer Oberflächenstruktur durch lichtmikroskopische Analysen und Aufnahmen durch ein Rasterelektronenmikroskop auf ihre Eignung als Kontaktmaterial für den verwendeten Lastschaltertypen untersucht. Dabei zeigen sich für die verschiedenen Materialien Unterschiede in der Aufschmelzung der Oberflächen.

1 Einleitung

Die Vakuumschalttechnik hat sich in den vergangenen Jahrzehnten als eine der wichtigsten Schalttechnologien in der Energieversorgung weltweit etabliert. Der Vakuumschalter übernimmt dabei bedeutende Funktionen wie Zu- oder Abschalten oder das sichere Isolieren der geöffneten Schaltstrecke. Im Vergleich zu anderen Technologien wie dem SF₆- oder Druckluftschalter bleiben die Ausmaße des Schaltgeräts vor allem durch die hervorragenden dielektrischen Eigenschaften der Isolierstrecke im Vakuum kompakt [Sla07] [Lip03]. Nachdem sich der Vakuumschalter insbesondere für die Anwendung als Leistungsschalter in der Mittelspannungsebene durchgesetzt hat, kamen in der Vergangenheit auch andere potentielle Einsatzgebiete in Frage. So werden schon seit den späten 1960er Jahren Vakuumschalter für die Nutzung in der Hochspannungsebene erforscht und sind mittlerweile auch als Betriebsmittel in der 145-kV-Ebene vereinzelt im Einsatz [Fal06]. In dieser Forschungsarbeit steht der Einsatz der Vakuumschalt-Technologie in Lastschaltern im Vordergrund, welche sich bezüglich des technischen Hintergrunds im Wesentlichen durch das nicht notwendige Ausschaltvermögen bei Kurzschlussströmen von Leistungsschaltern unterscheiden [Heu10]. Bisher war dieses Aufgabenfeld in der Mittelspannungsebene bis 36 kV in der Regel den SF₆-Schaltern vorbehalten, die im Vergleich zu Vakuumschaltern allerdings einige Nachteile wie zum Beispiel die schlechte Umweltverträglichkeit des verwendeten Isoliergases aufweisen. Jedoch haben auch Vakuumschalter einige charakteristische Eigenschaften, die sich für den Einsatz in neuen Anwendungsgebieten als problematisch herausstellen können. Einer dieser Nachteile ist die für das verwendete Schaltmedium typische Besonderheit des „harten“ Ausschaltens, womit das Erlöschen des Stroms vor dem erwarteten natürlichen Stromnulldurchgang beschrieben wird. Die so bewirkten hohen Stromsteilheiten haben an angeschlossenen induktivitätsbehafteten Betriebsmitteln hohe transiente Überspannungen zur Folge, die zu Schädigungen führen können.

Der für diese Phänomene verantwortliche Stromabriss wurde in der Literatur weit-

reichend untersucht. Dabei wurde auf die Einflüsse des Metaldampfbogens [Cza86] [Lip03] [Sme92] [Eck88], des Kontaktwerkstoffs [Cza86] [Hei93] [Sla94] [Tem99] und des angeschlossenen Netzwerks [Din03a] [Eck74] [Fro85a] eingegangen. Diese bisherigen Kenntnisse konnten für in der Praxis auftretende Schaltfälle eines Lastschalters und des typischerweise dabei auftretenden Speise- und Lastkreisnetzwerks noch nicht bestätigt werden. Dabei sind sowohl normgerechte Vorgaben an den Prüfkreis sowie sich durch neuartige Anwendungen wie bspw. Windkraftanlagen ergebende Anforderungen in der Umsetzung der Netzwerke von Interesse, da diese Bedingungen mit den bisherigen, in der Literatur untersuchten Konfigurationen zunächst nicht vergleichbar sind. Letztere Varianten der regenerativen Energieerzeugung spielen aktuell, und noch viel mehr in naher Zukunft, eine wichtige Rolle bei den Untersuchungen angeschlossener Betriebsmittel, da sie an diese neuartige Bedingungen stellen. Für Lastschalter stellen ein niedriger Abreißstrom und folglich geringe Überspannungen infolge der Abschaltung wichtige Voraussetzungen dar. Diese können durch einen verringerten Abreißstrom oder durch eine externe Schutzbeschaltung erfüllt werden, wobei ersteres von dem verwendeten Kontaktmaterial bzw. dem angeschlossenen Netzwerk abhängt. Daher sind diese beiden Einflussfaktoren Hauptgegenstand der hier durchgeführten Untersuchungen, da nach Möglichkeit auf eine zusätzliche Beschaltung verzichtet werden soll. Es existieren zahlreiche Berichte zu diesen Parametern, die jedoch auf bewusst einfach gewählten Prüfkreisaufbauten basieren, um die Einflussgrößen im Detail tiefgründiger untersuchen zu können. Darauf aufbauend wird in dieser Arbeit kein synthetischer Prüfkreis mit einem einfachen Parallelnetzwerk verwendet, wie es bei den meisten Prüfkreisen früherer Arbeiten der Fall war. Um den Praxisfall besser nachzubilden, wird ein Netzwerk mit geteilter Speise- und Lastseite aufgebaut, das sich an den Vorgaben der Lastschalternorm orientiert [Iecb]. Ebenso wird in einer abschließenden Gesamtbetrachtung auf die Bedeutung des Prüfkreises bei der Untersuchung der Abreißströme eingegangen. Dazu gehören mögliche Anforderungen an künftige Normen und Vorschläge für mögliche Umsetzungen. Für die erwähnten einfachen Modelle bestehen bereits Ansätze eines Rechenmodells [Lip03]. Diese sind jedoch ebenso wie die experimentellen, vorangegangenen Untersuchungen nicht auf ein praxisnahes Netzwerk anwendbar. Mithilfe der Übertragung dieser ersten, bereits existierenden Ergebnisse auf einen erweiterten Prüfkreis kann der Einfluss einzelner Parameter in noch größeren Bereichen analysiert werden, als dies in experimentellen Untersuchungen möglich wäre.

Auch bei der Wahl der untersuchten Kontaktmaterialien werden die Anforderungen eines Lastschalters berücksichtigt, die sich von denen eines Leistungsschalters unterscheiden. Hier können Aussagen bezüglich der Eignung einzelner Materialien für den Einsatz in Lastschaltern getroffen werden, die aufgrund anderer Eigenschaften in konventionellen Vakuum-Leistungsschaltern nicht zum Einsatz kommen. Die Beurteilung der Kontaktmaterialien resultiert einerseits aus den Ergebnissen bei der Auswertung der Abreißströme sowie andererseits aus den Resultaten der metallurgischen Kontaktuntersuchungen infolge von Strombelastungen.

2 Theoretische Grundlagen und Stand des Wissens

2.1 Einordnung des Vakuumschalters in die Schaltgerätetechnik

Schaltanlagen und die darin enthaltenen Schaltgeräte sind Betriebsmittel, die in allen Netzebenen der Energieversorgung eingesetzt werden, um den Stromfluss gezielt steuern zu können. Dabei haben sich für die verschiedenen Betriebsspannungen und Einsatzgebiete bestimmte Schaltkonzepte durchgesetzt, welche die Anforderungen am besten umsetzen können. Während in der Hoch- und Höchstspannungsebene SF₆-Schalter als Standardtechnologie genutzt werden und die Vakuumschalttechnik hier nur langsam Einzug hält, ist diese im Bereich der Mittelspannungsleistungsschalter die am häufigsten angewandte Schalttechnologie. Leistungsschalter übernehmen neben der Verknüpfungsaufgabe im Netz zusätzlich Schutzfunktionen, also das schnellstmögliche Ausschalten bei einem Fehler mit Kurzschlussstrom [Böh05]. Wird dieses Schaltvermögen jedoch nicht verlangt, kommen üblicherweise Lastschalter zum Einsatz, die ihren Bemessungs-Betriebsstrom ausschalten können. Zusätzlich sind diese zumeist in der Lage, auf einen bestehenden Kurzschluss zuzuschalten. In einer sogenannten Lastschalter-Sicherungs-Kombination wird auch das Trennen des lastseitigen Netzes durch das Auslösen der Sicherungen im Kurzschlussfall ermöglicht. Aktuell wird dieser Schaltertyp aufgrund des einfachen Aufbaus und der technisch verhältnismäßig geringen Anforderungen in der Regel in Form von SF₆-Schaltern angewendet. Hierbei wird zur Kühlung des Lichtbogens eine relativ gering ausgeprägte Gasströmung ausgenutzt, wodurch der Lichtbogen nahezu bis zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs brennen kann. Dadurch werden ein Stromabriss und daraus resultierende Schaltüberspannungen gering gehalten, worauf in Abschnitt 2.4

näher eingegangen wird. Da die Nutzung des Isolier- und Löschmediums Schwefelhexafluorid jedoch seit einiger Zeit aus Umweltschutzgründen strengen Vorschriften unterliegt, bietet sich die Vakuumschalttechnik ebenso als Alternative an. Neben dem wartungsarmen Betrieb und der hohen Lebensdauer zeichnet sie sich insbesondere durch das hohe Schaltvermögen aus, wodurch übliche Lastströme ohne aufwendige Konstruktion der Schaltkammern oder -kontakte ausgeschaltet werden können. Auch hier ist eine Kombination mit Sicherungen möglich, um eine Trennung bei Kurzschlussstrom zu ermöglichen, falls ein im Schaltvermögen bewusst reduzierter Vakuumschalter als Lastschalter fungiert. Jedoch kann im Vakuum der plötzliche Abriss des Stroms zu hohen Spannungen an angeschlossenen Betriebsmitteln führen, was als Nachteil gegenüber anderen Schaltertechnologien zu sehen ist.

2.2 Aufbau einer Vakuumschaltröhre

Da in dieser Arbeit ausnahmslos industriell gefertigte Schaltröhren zum Einsatz kommen, bei denen teilweise die Kontaktgeometrie und die Zusammensetzung des Kontaktwerkstoffs gegenüber der Serienfertigung variiert werden, soll an dieser Stelle auf den Aufbau und die Funktionsweise einer Vakuumschaltröhre eingegangen werden.

Grundsätzlich ist bei einem Vakuumschalter zwischen den Baugruppen der Schaltröhren und des Antriebs zu unterscheiden. Die Polsäulen des meist dreiphasig ausgeführten Schalters werden durch die Schaltröhren gebildet. Diese werden durch einen Antrieb auf Schalthub geöffnet oder geschlossen. Abbildung 2.1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer Schaltröhre für den Einsatz in Lastschaltern. Sie besteht üblicherweise aus einem Keramikgehäuse (1) zur Isolierung und zwei Endflanschen aus Metall, die im Inneren mit den Kontaktbolzen verbunden sind. Der sogenannte Festkontakt (2) ist an den zugehörigen Flansch direkt angeschlossen, während der gegenüberliegende, bewegliche Kontakt (3) über einen Metallfaltenbalg (4) flexibel gelagert ist. Dadurch wird eine Hubbewegung bei hermetisch geschlossener Schaltkammer ermöglicht. Der Kontaktwerkstoff selbst (5) ist an den jeweiligen Enden des Kontaktbolzens angelötet. Da es durch den bei Stromfluss und anschließender Kontaktöffnung entstehenden Metaldampfbogen zu einer hohen Konzentration von Metallpartikeln in der Schaltkammer kommt, wird in den meisten Fällen die Ke-

ramik vor einem derartigen Metaldampfniederschlag nach Erlöschen des Stroms geschützt. Dies geschieht mithilfe eines Metaldampfschirms (6), der die Kontaktspitzen und damit den Raum der höchsten Dampfkonzentration umgibt. Ebenso ist der Abschluss des Metallfaltenbalgs durch eine Schutzkonstruktion (7) vor einem Absetzen von Metaldampf geschützt, um diese mechanisch besonders kritische Stelle vor Verunreinigungen und möglichen Schäden zu bewahren.

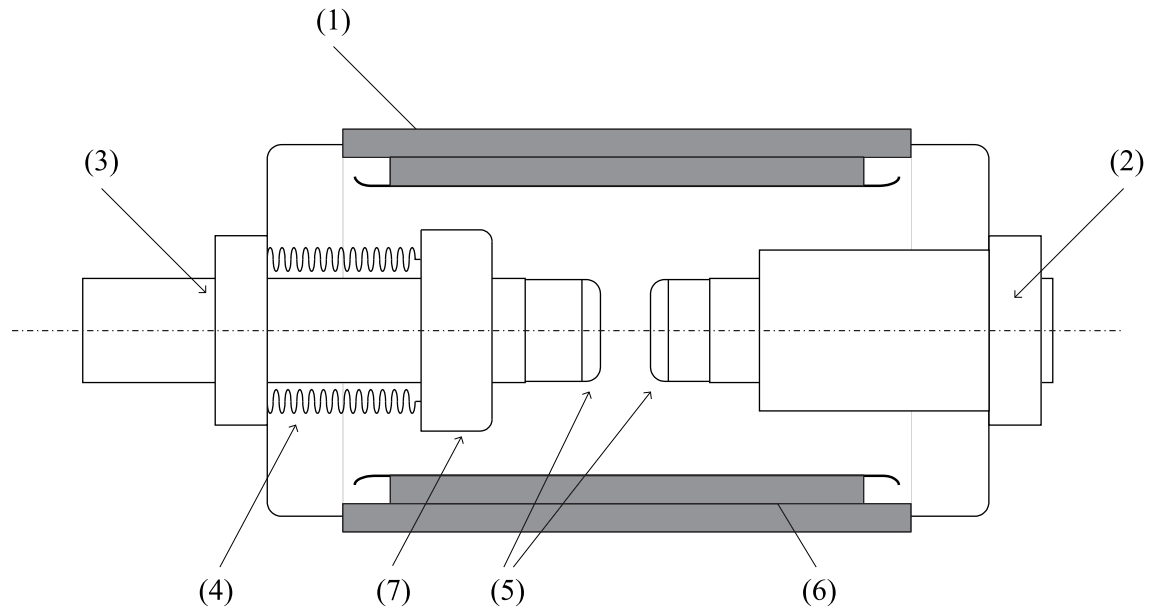


Abbildung 2.1: Schemazeichnung einer Vakuumschaltröhre mit Plattenkontakten für den Einsatz in Lastschaltern

Die Kontaktgeometrie ist hier als Plattenkontakt (*Solid Butt Design*) ausgeführt. Diese Geometrie kommt bei den meisten der hier durchgeführten Versuche zum Einsatz, unterscheidet sich jedoch grundsätzlich von den insbesondere bei Leistungsschaltern gebräuchlichen Kontaktgeometrien. Diese haben das Ziel, den Metaldampfbogen und seine Fußpunkte im Kurzschlussfall durch magnetische Kraftwirkung in Bewegung zu versetzen oder den Bogen einen möglichst langen Zeitraum in diffusem Zustand brennen zu lassen. Damit kann ein Kontaktabbrand durch die hohen Ströme, die je nach Hersteller im Bereich von 70 kA liegen können, vermieden und eine sichere Löschung gewährleistet werden. In diesem Zusammenhang sei auf die gängige Literatur verwiesen, die sich mit den gebräuchlichsten Kontaktformen (Radial- bzw. Tangential- und Axialmagnetfeldkontakte) ausführlich auseinandersetzt [Lip03] [Sla07].

Der volle mechanische Hub des beweglichen Kontakts muss bei einer Ausschaltung

möglichst innerhalb einer Stromhalbwelle erfolgen, um die Bogenzeit zu minimieren. Daher wird in gängigen Schaltkonzepten die dazu notwendige Energie in Federspeichern bereitgestellt, die sich durch das Entspannen der Ausschaltfedern in kürzester Zeit in mechanische Energie umwandeln lässt. Zuvor werden die Federn durch Magnet- oder Motorantriebe gespannt. Neben den Ausschaltfedern ermöglichen die Einschaltfedern das Einschalten und die Kontaktfedern eine Verringerung der Prellneigung. Zudem beugen die Kontaktfedern einem Abheben der geschlossenen Kontakte beim Führen von Kurzschlussströmen vor.

Um den elektrischen Durchschlag durch eine typische Gasentladung [Küc09] in einer derartigen Schaltröhre ausschließen zu können, muss die mittlere freie Weglänge der Ladungsträger größer sein als die maximale Distanz beider Elektroden innerhalb des Schaltraums. Um diese Forderung zu erfüllen, werden industrielle Vakuumschaltröhren in der Praxis mit Innendruckwerten von 10^{-7} mbar und weniger betrieben [Lat95]. Erreicht werden kann dies durch besonders aufwendige Ausheizprozesse, Fertigung in Reinräumen sowie weitere Verfahren, welche die Einschlusswahrscheinlichkeit von Fremdpartikeln verringern [Lip03].

2.3 Theorie des Metaldampfbogens im Vakuum

Ausgehend von den durch das Paschengesetz beschriebenen Abhängigkeiten [Bey86], die empirisch ermittelt wurden, steigt die elektrische Durchschlagfestigkeit für kleiner werdende Abstände und Drücke links des Minimums der Paschenkurve so lange an, bis Oberflächenprozesse an der Elektrode, die durch Feldemission hervorgerufen werden, Ladungsträger bereitstellen und es somit zum Durchschlag kommen kann. Dieser Prozess ist nicht mehr durch die Gesetzmäßigkeiten zur Gasentladung nach Townsend [Küc09] zu begründen und soll im Folgenden kurz beschrieben werden.

Beim Ausschaltvorgang kommt es nicht sofort zu einer galvanischen Kontakttrennung, da die raue Metalloberfläche der Elektroden sowie Mikrospitzen, die herstellungsbedingt sein können oder aus vorangegangenen Schalthandlungen resultieren, den Gesamtstrom für eine kurze Zeit führen können. Die dort lokal auftretenden Stromdichten sind so hoch, dass es zum Aufschmelzen der Metalloberfläche in diesem Bereich kommt. Dadurch kann zunächst der Stromfluss durch eine einzige Metallschmelzbrücke aufrecht erhalten werden. Gleichzeitig kommt es aufgrund der hohen

Temperatur zur Verdampfung des Elektrodenmaterials und folglich zur Ionisierung neutraler Metалldampfpartikel infolge des anliegenden elektrischen Feldes. Dieses ist durch die inhomogene Mikrostruktur der Oberfläche teilweise besonders hoch und wird quantitativ durch den Felderhöhungsfaktor β beschrieben. Dieses nicht nur auf den Ausschaltvorgang beschränkte Phänomen wird durch das Fowler-Nordheim-Gesetz beschrieben [Lat81]. Des Weiteren ist in [Sla07] der Einfluss von Mikropartikeln genannt, welche stets in der Schaltkammer vorhanden sind und, durch das äußere elektrische Feld aufgeladen, einen Durchschlag herbeiführen können.

Ist durch die steigende Stromdichte die Verdampfungstemperatur an den letzten Berührungspunkten beider Elektroden auf die Verdampfungstemperatur des Kontaktmaterials angestiegen, löst sich die Metallbrücke komplett auf, woraufhin ein Emissionszentrum von Ladungsträgern entsteht. Dieser Prozess an der Kathode, bei dem Elektronen aus der Oberfläche emittiert werden, wird durch die Kathodenflecktheorien beschrieben. Hierzu existieren zwei unterschiedliche Modelle in der Literatur, die im Folgenden erläutert werden.

2.3.1 Modellvorstellung der Thermo-Feld-Emission bei ionenstromgestützter Feldverstärkung

Nach Ecker [Eck88] [Eck74] [Laf80] werden neutrale Metалldampf-atome aus der Kathodenoberfläche beschleunigt und anschließend im elektrischen Feld ionisiert. Durch die deutlich höhere Beweglichkeit der Elektronen und die dementsprechend hohe Zahl der verbleibenden, positiv geladenen Ionen entsteht vor der Kathode eine Raumladungszone, welche die Emission weiterer Elektronen begünstigt. Daran angrenzend bildet sich ein quasineutrales Übergangsgebiet, in dem Ionen mit neutralen Atomen zusammenstoßen, ionisiert werden oder rekombinieren. Der über diesem Gebiet und der beschriebenen Raumladungszone auftretende Spannungsfall wird als Kathodenfall bezeichnet. Er beschleunigt die extrem beweglichen Elektronen in Richtung Anode. Sobald sie jedoch auf die hinter dem Kathodenfall liegende Plasmazone treffen, werden sie abgebremst und führen dem Plasma weitere Energie durch Ionisation zu. Dort befinden sich Ionen und Elektronen im thermischen Gleichgewicht [Lip03]. Für die Berechnungen zu dieser Modellvorstellung sind folgende Einschränkungen zu beachten [Eck71]:

- die Kathodenfleckdynamik auf der Kontaktoberfläche wird nicht berücksichtigt;
- die Oberfläche wird als ideal glatt, also als erosionsfrei angenommen;
- die Ladungserhaltung und damit eine konstante Stromdichte wird verlangt;
- die McKeown-Gleichung (Gleichung (2.4)) findet Anwendung, sodass der Ionenstrom das Feld verstärkt;
- die kombinierte Thermo-Feld-Emission wird unter Nutzung der Schottky-Formel angewendet, wonach das Austrittspotential durch ein elektrisches Feld am Kathodenfleck herabgesetzt wird (Gleichung (2.2)).

Um die beschriebene Energiebilanz im Kathodenfußpunkt aufzustellen, ist zunächst die Angabe der Elektronen- und Ionenstromdichte notwendig. Der Ansatz der Theorie nach [Eck71] beinhaltet die allgemeine Ladungserhaltung und folglich die Konstanz der Stromdichte J nach Gleichung (2.1).

$$J = J_e(E_c, T_c) + J_i. \quad (2.1)$$

Dabei ist J_e die Elektronenstromdichte und J_i die Ionenstromdichte jeweils an der Kathode, E_c die Feldstärke direkt vor der Kathode und T_c die Temperatur der Metalloberfläche.

Unter Berücksichtigung der Schottky-Formel ergibt sich die erwähnte Elektronenstromdichte nach [Lip03] zu:

$$J_e = \frac{4 \cdot \pi \cdot e \cdot m \cdot k^2 \cdot T_c^2}{h^3} \cdot \frac{\pi d_0}{\sin \pi d_0} \cdot \exp \left\{ -\frac{e}{kT_c} \left[\Phi_a - \sqrt{\frac{eE_c}{4\pi\epsilon_0}} \right] \right\} \quad (2.2)$$

mit der Elementarladung e , der Elektronenmasse m , der Boltzmannkonstante k , dem Planckschen Wirkungsquantum h , dem Austrittspotential des Metalls Φ_a und der elektrischen Feldkonstante ϵ_0 .

Dabei gilt für den Ausdruck πd_0 :

$$\pi d_0 = \sqrt[4]{\frac{4\pi\epsilon_0}{e}} \cdot \frac{h}{2\pi e} \cdot \sqrt{\frac{e}{m}} \cdot \frac{e\sqrt[4]{E_c^3}}{kT_c} \quad (2.3)$$

Das elektrische Feld E_c kann durch die McKeown-Gleichung beschrieben werden und vereinfacht sich unter Vernachlässigung der Elektronenstromdichte im Vergleich zur Gesamtatommasse zu

$$E_c^2 = \frac{4}{\varepsilon_0} \sqrt{\frac{m \cdot U_c}{2 \cdot e}} \left(J_i \sqrt{M/m} - J_e \right) \approx \frac{4}{\varepsilon_0} \sqrt{\frac{M \cdot U_c}{2 \cdot e}} \cdot J_i. \quad (2.4)$$

Dabei gibt U_c die Kathodenfallspannung, J_i die Ionenstromdichte und M die Atommasse an. Demnach verhält sich die elektrische Feldstärke, die für den Elektronenemissionsstrom verantwortlich ist, proportional zur Wurzel der Ionenstromdichte.

Die in Gleichung (2.4) enthaltene Ionenstromdichte kann aus der Formel nach Langmuir beschrieben werden [Lip03]:

$$J_i = \frac{e \cdot n_i}{4} \sqrt{\frac{3 \cdot k \cdot T_c}{M}} \quad (2.5)$$

mit n_i als Teilchendichte des Ionenstroms.

Für die Kathodenfallspannung gibt [Eck73] folgenden Ausdruck an:

$$U_c = \frac{k \cdot T_c}{e} \cdot \ln \left(\frac{e \cdot \Phi_i}{k \cdot T_c} \cdot \frac{0,92}{\sqrt{m/M}} \right). \quad (2.6)$$

Dabei stellt Φ_i das Ionisierungspotential dar.

Wird die Quasineutralität in der Ionisierungszone vorausgesetzt, findet die Saha-Gleichung Anwendung [Rie67]:

$$n_i^2 = n_e^2 = 4 \cdot \frac{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot m \cdot k \cdot T_e)}}{h^3} \cdot n_n \cdot \exp \left(-\frac{e \cdot \Phi_i}{k \cdot T_e} \right). \quad (2.7)$$

Hierbei sind n_e die Dichte des Elektronenstroms, n_n die Teilchendichte im Neutraldampf und T_e die Temperatur der Elektronen.

Ecker gibt in [Eck71] Existenzbereiche an, in denen die beschriebenen Zusammenhänge gleichzeitig Gültigkeit besitzen. Für diese Arbeit ist dabei der sogenannte *0-Mode* von Interesse. Für das Beispiel Kupfer darf der kritische Strom 10 A nicht

unterschreiten, die Stromdichte wird mit 10^6 A/cm^2 , die Kathodenflecktemperatur mit 4000 K angegeben. Nach Riemann können diese Ergebnisse für Kathodenfallspannungen über 10 V, was bspw. für Kupfer zutrifft ($U_c = 15 \text{ V}$), bestätigt werden [Rie89b]. Sie sind Ausgangspunkt für die Herleitung einer vereinfachten Bogenkennlinie, welche die Grundlage des Lösungsansatzes der Simulation in Abschnitt 6.1 darstellt. Schematisch ist das Kathodenfleckmodell nach Ecker in Abbildung 2.2 dargestellt.

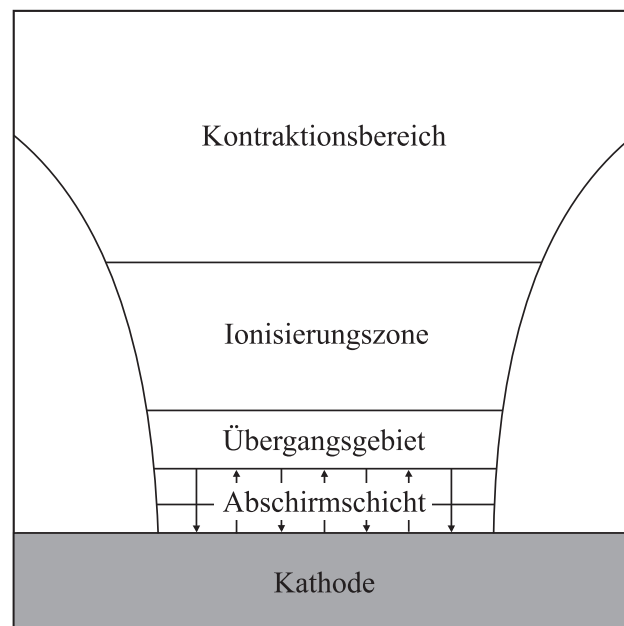


Abbildung 2.2: Kathodenfleckmodell von Ecker (nach [Lip03])

2.3.2 Modellvorstellung der Emissionszentrenexplosion

Das EEE-Modell (*Explosive Electric Emission Model*) nach Litvinov [Lit84] [Lit98] geht von einer Vielzahl an Explosionen der Mikrospitzen aus. Kurz nach der Flüssigphase des Metalls geht dieses in einen überkritischen Zustand über, expandiert aufgrund des hohen Drucks und explodiert nach kurzer Zeit. Die durchschnittliche Lebensdauer eines Kathodenfleckes während dieser Phase der Bogenentstehung ist bei dieser Annahme deutlich geringer und liegt im einstelligen Nanosekundenbereich, wohingegen nach Ecker von etwa 100 ns ausgegangen wird. Es wird also angenommen, dass nach dieser Modellanschauung keine kontinuierliche Bewegung der Kathodenfußpunkte stattfindet, sondern dass sich ein Emissionszentrum durch

rasche Zyklen des Verlöschens und der Neubildung permanent fortbewegt, wenn-
gleich dieser Prozess gerichtet stattfindet. Das Explosionsmodell stellt die Annahme
Eckers in Frage, dass die Energiezufuhr am Fußpunkt durch das Auftreffen von Ionen
auf der Kathodenoberfläche entscheidend gestärkt wird. Vielmehr werden hier die
Zufuhr Joulescher Wärme und Verluste durch die Wärmeableitung in benachbarte
Zonen für die Existenzbedingung der Emissionszentren verantwortlich gemacht. Die
sehr viel kürzeren Lebensdauern einzelner Kathodenflecken konnten durch Anders
et al. experimentell nachgewiesen werden [And92].

In der Arbeit von Mesyats et al. [Mes00] wurde diese Theorie konkretisiert: Zu-
nächst wird auch hier von Mikrospitzen, an denen es zu deutlichen Feldüberhö-
hungen kommt, ausgegangen. Durch die folglich steigende Stromdichte in diesem Bereich
explodiert die Spitze bei einem kritischen Stromwert, sodass sich eine Plasma-Wolke
von dort ausbreiten kann. Bei steigender Stromdichte ist es möglich, dass sich auf
der Anodenseite einige Nanosekunden später ebenso eine Plasmawolke ausbreitet.
Sobald die von der Kathode ausgehende Plasmawolke die Anode oder eventuell
vorhandenes Plasma antrifft, bildet sich ein leitfähiger Kanal mit sehr geringem
Spannungsfall aus. Dieser Fall gilt für sehr kleine Kontaktabstände bis 0,5 mm. Bei
Abständen über 2 mm ist in jedem Fall davon auszugehen, dass neben den eben be-
schriebenen Vorgängen die auf die Anode auftreffenden Elektronen diese aufheizen,
was in einem Abtrag von Materie der Anodenoberfläche resultiert. Charakteristische
Kraterstrukturen zeigen Barengolts et al. in [Bar03]. Für das Explosionsmodell wer-
den nach Jüttner (in [Lat95]) fünf Zonen bei der Ausbildung des Metaldampfbogens
angenommen, die in Abbildung 2.3 gezeigt sind.

Nach dieser Vorstellung steigt der Strom nach Gleichung (2.8) in Abhängigkeit der
Kathodenfallspannung U_c , des Kontaktabstands d_K und der Geschwindigkeiten der
sich aufeinander bewegenden Plasmabereiche an Kathode (v_c) und Anode (v_a). A
ist dabei eine Konstante.

$$\begin{aligned} i(t) &= A (U_c)^{3/2} F(g) \\ F(g) &= \frac{d_K - g}{g} \\ g(t) &= d_K - (v_c + v_a) \cdot t. \end{aligned} \tag{2.8}$$

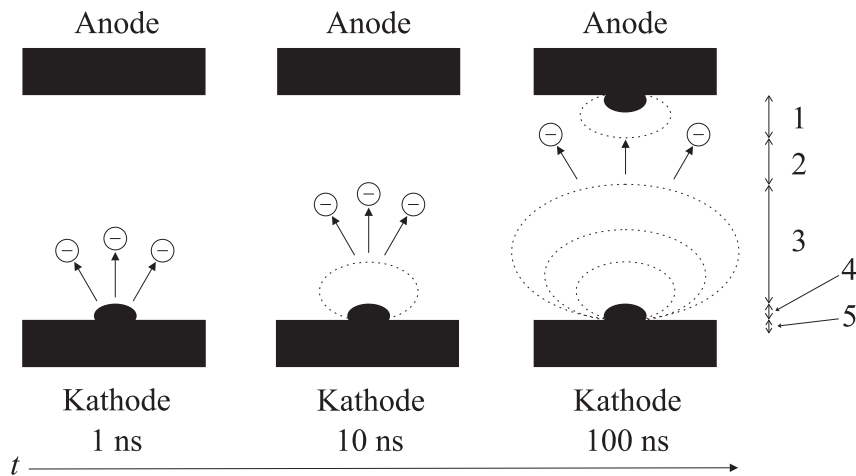


Abbildung 2.3: Entwicklungsstufen und Entladungszonen beim Durchschlag in Vakuum:
 1) Anodenflamme, 2) Vakuumbereich, 3) Kathodenplasmaflamme, 4) Kathodenfunkenflamme, 5) Kathodenfallbereich (nach [Lat95])

Diese Modellannahme konnte durch Jüttner in Experimenten bestätigt werden, in denen Strom- und Spannungsverläufe in den ersten 150 ns einer Kondensatorentladung über die Schaltstrecke gemessen und mit den modellierten Resultaten verglichen wurden [Lat95].

2.3.3 Kathodenfußpunkte und diffuser Metaldampfbogen

Beiden in den Abschnitten 2.3.1 und 2.3.2 vorgestellten Modellen ist gemein, dass bei Erreichen einer vom Material abhängigen Stromdichte weitere Fußpunkte gebildet werden, um den steigenden Stromfluss zu ermöglichen.

Zunächst breitet sich über dem ersten Kathodenfußpunkt wie zuvor beschrieben eine Plasmawolke aus. Bei Erreichen bestimmter Stromdichten bilden sich weitere Fußpunkte, die ebenfalls zunächst unabhängige Plasmaausbreitungen in Richtung Anode bewirken (Abbildung 2.4, Teil a). Dieser Prozess setzt sich bei schnell steigendem Strom, also einer höheren Anzahl an Fußpunkten, und ausreichend großem Kontaktabstand solange fort, bis sich die einzelnen Plasmabereiche überlappen können, noch bevor sie die Anode erreichen (Abbildung 2.4, Teil b). In diesem Fall spricht man von einem *diffusen Bogen*.

Im Gegensatz zu möglicherweise unabhängig voneinander bestehenden Fußpunkten zeichnet sich dieser diffuse Bogen durch die Interaktion der Teilchen im Plasma aus.

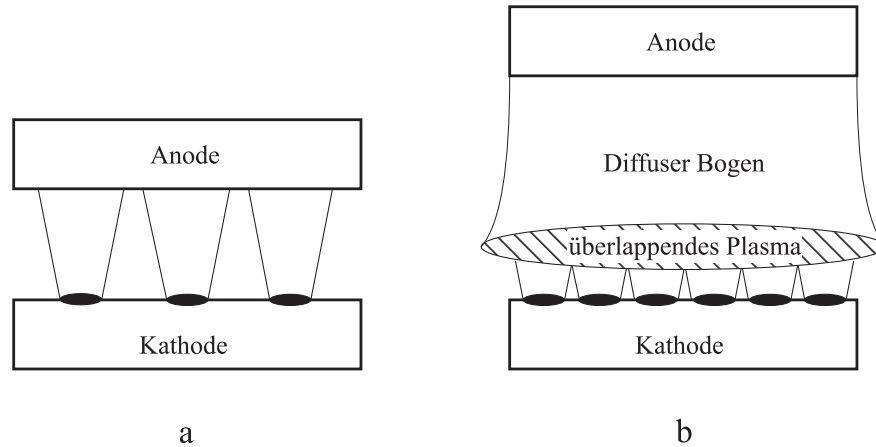


Abbildung 2.4: Einzelne Kathodenfußpunkte und ihre Plasmawolken (a) sowie überlappendes Plasma und diffuser Bogen (b) (nach [Sla07])

Bei steigender Plasmadichte beeinflussen elastische wie unelastische Kollisionen von Teilchen im Plasma die zuvor bestehende Verteilung der ionisierten Bereiche. Nach Rusteberg et al. ist davon auszugehen, dass es ab einem Strom von etwa 1800 A zu verstärkten Kollisionen dieser Art im Plasma kommt [Rus95]. Dadurch wird ein azimuthales Magnetfeld hervorgerufen, sodass die bisherige Plasmastruktur durch den Pinch-Effekt [Rie67] konzentriert wird. Dieser Zustand ist als Vorstufe bei der Entwicklung des Plasmas zu einem sogenannten *kontrahierten Bogen* zu verstehen, der ab Stromstärken von 6 bis 8 kA zu erwarten ist. Direkte Folge des dichteren Bogens ist ein erhöhter Widerstand der Plasmastrecke und demzufolge auch eine höhere Bogenspannung.

Für Kupfer wird die maximale Stromtragfähigkeit je Kathodenfußpunkt mit 75 bis 100 A angegeben [Sla07]. Diese Werte wurden in [Bei97] nur teilweise bestätigt. In der Arbeit von Beilis et al. hat sich gezeigt, dass auch bei 350 A Gesamtstrom bis zu sechs Fußpunkte gleichzeitig auf der Kathode existieren können. Der mittlere Wert je Fußpunkt liegt für Kupfer bei 150 A, für Kupfer-Chrom (75 Prozent Kupferanteil, 25 Prozent Chrom-Anteil) bei 100 A. Abbildung 2.5 zeigt die Verteilungsfunktionen dieser Werkstoffe für die Zahl der beobachteten Fußpunkte bei 350 A.

Diese Angaben müssen von der minimalen Stromstärke unterschieden werden, die ein Kathodenfußpunkt noch führen kann, ohne dass es zu seinem Verlöschen kommt. Diese Werte liegen deutlich unter denen für die maximale Stromstärke: Für Kupfer wird der minimale Strom mit etwa 1,6 A angegeben, für Chrom mit 0,2 A [Box95].

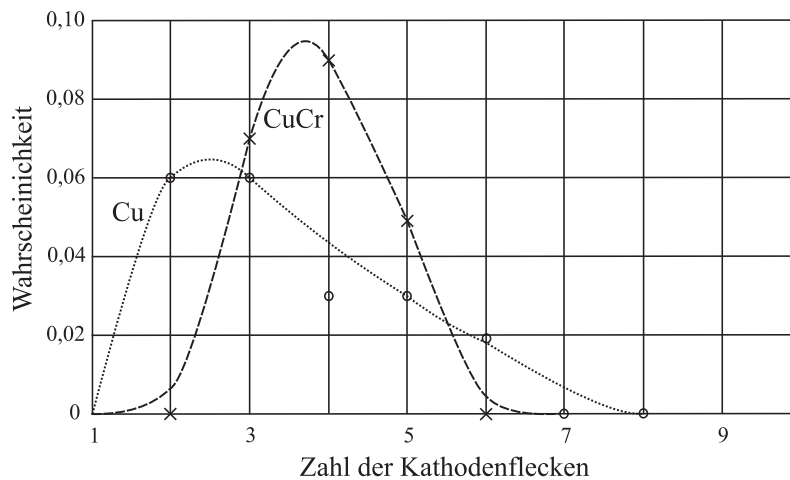


Abbildung 2.5: Wahrscheinlichkeitsverteilung für die Zahl der Kathodenflecken bei 350 A für Kupfer und Kupfer-Chrom (nach [Bei97])

Da für die Vorgänge kurz vor dem Stromabriss aufgrund der hohen Stromtragfähigkeit eines Fußpunkts in der Regel auch von nur einem verantwortlichen Kathodenfleck ausgegangen werden kann, soll hier nicht weiter auf die Prozesse bei der Existenz eines diffusen oder kontrahierten Metaldampfbogens mit mehreren gleichzeitigen Emissionszentren eingegangen werden, die in der Literatur durch Modellbeschreibungen teilweise ausführlich erörtert sind [Box83a] [Box83b].

2.4 Stromabriss

Sobald der Strom einer Halbwelle sein Maximum überschritten hat, verlöschen einzelne Kathodenfußpunkte infolge der sinkenden Stromdichte wieder. Die dort lokal entstandene Energie fällt aufgrund der im Bereich von Mikrosekunden liegenden thermischen Zeitkonstante sehr rasch ab, sodass die Oberflächentemperatur in diesem Bereich schnell im Bereich des umgebenden Werkstoffs liegt. Die Steilheit, mit der die Stromtragfähigkeit eines verlöschenden Fußpunktes verloren geht, liegt bei bis zu $100 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$ [Pau83]. Sobald der Strom einen bestimmten Wert, der vom Kontaktwerkstoff abhängt, unterschreitet, verbleibt nur noch ein Kathodenfußpunkt, der den gesamten Stromfluss übernimmt (siehe Kapitel 2.3.3). Wird dieser nicht mehr ausreichend mit Energie versorgt, kann er das Plasma nicht mehr aufrecht erhalten, und der Gesamtstrom wird Null. Dieser Vorgang wird als *Stromabriss* (oder *current chopping*) bezeichnet, und der dafür charakteristische Stromwert nimmt vor allem im

Vakuum besonders hohe Werte an, die materialabhängig zwischen einem und mehreren Hundert Ampere (in Extremfällen, z. B. bei reinem Wolfram) liegen [Tay06]. Wie zuvor beschrieben liegen die Ströme, die ein Kathodenfußpunkt minimal führen kann, deutlich unter diesen Werten. Dies stützt die Theorie nach [Sla07], wonach ein Fußpunkt aus mehreren Zellen besteht, die jeweils einen Teil des Gesamtstroms des Fußpunkts tragen. Diese Zellen würden mit fallendem Strom in ihrer Zahl abnehmen, sodass kurz vor dem Abriss nur noch eine Zelle den relativ kleinen Reststrom führen müsste.

Slade führt außerdem an, dass der stabilste Arbeitspunkt eines Kathodenfußpunktes je nach Material bei etwa 30 bis 100 A liegt. Für diese Stabilität sei es notwendig, dass etwa die Hälfte der positiv geladenen Ionen aus der Hochdruck-Plasmazone im Bereich um die Fußpunkte auf der Kathodenoberfläche auftreffen, damit dort der Energieeintrag und folglich die Temperatur entsprechend hoch gehalten werden können. Bei geringeren Strömen seien Instabilitäten zu erwarten, die einerseits aus der ineffizienten Elektronenemission des Fußpunkts und andererseits aus der fortschreitenden Neutralisierung der Plasmazone resultieren. Damit möglichst bis kurz vor dem natürlichen Stromnulldurchgang Ladungsträger aus der Kathodenoberfläche emittiert werden können, sollte das Kontaktmaterial einen möglichst hohen Dampfdruck besitzen [Cob60]. Dieser bezeichnet in dem chemisch mehrphasigen System den Partialdruck, bei dem sich der gasförmige Metaldampf im thermodynamischen Gleichgewicht mit der Flüssigphase des Metalls befindet [Ger01]. Außerdem sollte die thermische Leitfähigkeit möglichst gering sein. Auf diese im Hinblick auf den Stromabriss wichtigen Materialeigenschaften wird in Kapitel 2.6 näher eingegangen.

2.4.1 Instabilitäten des Metaldampfbogens vor dem Abriss

In der Literatur wird von Instabilitäten im Stromverlauf berichtet, die je nach Gesamtstromhöhe einige zehn bis hundert Mikrosekunden vor dem natürlichen Stromnulldurchgang auftreten. Der Stromwert, bei dem die ersten Unregelmäßigkeiten zu beobachten sind, liegt im Bereich des etwa Sechsfachen des anschließenden Stromabrisswertes und ist charakteristisch für einen bestimmten Werkstoff [Yam94]. Die Zusammenhänge zwischen Stromverlauf und der dazugehörigen Bogenspannung wurden durch Smeets weitreichend untersucht, genauso die Einflüsse einzelner Parame-

ter auf den Stromabriss. Dort wurden Untersuchungen bei Gleichstrom durchgeführt, welche die Abhängigkeit der Lebensdauer des Bogens in Abhängigkeit vom Gesamtstrom zeigen. Bei geringen Änderungen des Stroms (von 5 auf 8 A) erhöht sich die Brenndauer des Bogens bei den verwendeten CuCr-Kontakten deutlich (von 5 μ s auf 10 ms). Dies erklärt, weshalb der Abreißstrom bei kleiner werdendem Gesamtstrom zunimmt, was ebenfalls Teil der Untersuchungen in [Sme89] war. Für den Fall der resistiven Ausschaltung, auf die in Kapitel 2.5 näher eingegangen wird, zeigen sich bei Smeets typische Stufen im Stromverlauf, bis nach einer Zeit von etwa 8 μ s der Strom komplett abgerissen ist. In [Sme92] werden unterschiedliche Moden des Stromabrissses benannt, die bei der Resonanzinstabilität auftreten können, also bei einer durch den angeschlossenen Prüfkreis angeregten Schwingung des Stromverlaufs. Während der sogenannte *spontaneous mode*, der durch das kurzfristige Abreißen des Stroms teils sogar im Minimum der Schwingung gekennzeichnet ist, bei einem hohem, dort sogenannten Wellenwiderstand auftritt, ist der *forced mode*, also das starke Aufklingen des Stroms und Verlöschen im ersten erwarteten Stromnulldurchgang, bei einem geringen Widerstand zu erwarten. Abbildung 2.6 zeigt Beispiele für die genannten Modi.

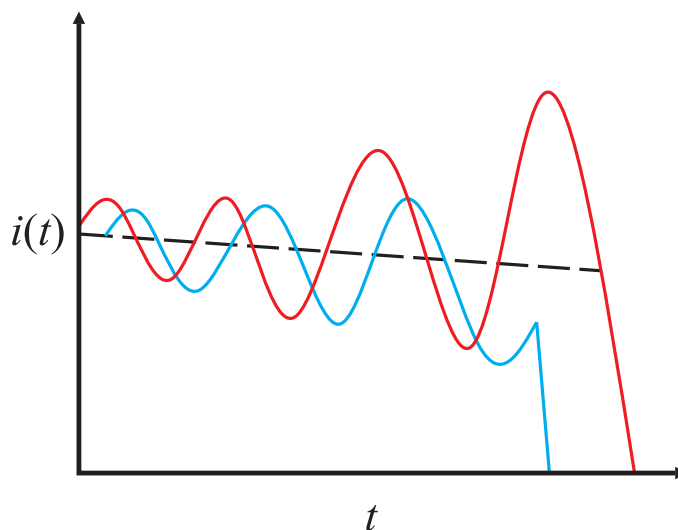


Abbildung 2.6: Beispielhafte Stromverläufe für den Abrissvorgang: *spontaneous mode* (blau), *forced mode* (rot)

Die physikalische Grundlage für diese Annahmen ist die Vorstellung, dass der letzte verbleibende Kathodenfußpunkt bei sinkendem Strom bis zu einer bestimmten Stromdichte durch den äußeren Kreis und seine Quelle stabil existieren kann. Dadurch kann eine erforderliche Mindestdichte an Elektronen und Ionen aufrecht er-

halten werden, um das neutrale Metaldampfplasma in der Nähe der Kathode zu bewahren. Wenn der Strom und folglich die Stromdichte nun sinken, werden auch weniger Elektronen in die Ionisierungszone vor dem Kathodenfleck emittiert, und es kommt zu ersten Instabilitäten. Dieser Zeitpunkt ist rein materialabhängig. Vom Kreis und den darin enthaltenen Energiespeichern dagegen hängt die Regenerierung des Kathodenflecks ab, der im Moment des Stromeinbruchs sofort mit Energie versorgt wird und sich dadurch wieder stabilisieren kann. Bei einer bestimmten Stromstärke, die sowohl material- als auch prüfkreisabhängig ist, kommt es zum endgültigen Verlöschen des Fußpunktes nach den oben beschriebenen Modi. Hierbei ist die statistische Streuung allerdings sehr groß, sodass eine ausreichende Anzahl an Versuchen durchgeführt werden sollte. Da der Stromabriss nicht nur als Ausbleiben der Plasmaversorgung mit notwendigen Ladungsträgern, sondern auch als Unterbrechung der Fußpunktbewegung nach dem Explosionsmodell (siehe Kapitel 2.3.2) verstanden werden kann, wird von Slade angeregt, den Einfluss der Elektrodengeometrie zu untersuchen, da bei einer langsamen Bewegung mehr Stabilität erwartet werden kann [Sla07]. Diese wird durch entsprechend bewusst gewählte Beeinflussung des Bogens durch ein Magnetfeld infolge spezieller Elektrodengeometrie möglicherweise verhindert.

2.4.2 Einfluss der Prüfkreisparameter auf den Abreißstrom

Wie bereits zuvor angedeutet, spielt die Auslegung des Prüfkreises bei der Untersuchung des Stromabrisses eine entscheidende Rolle. Neben dem Material sind die Kreiselemente die entscheidenden Faktoren, die den Verlauf des Stroms kurz vor dem Abriss beeinflussen. Neben anderen Autoren hat Frontzek sehr ausführliche Untersuchungen durchgeführt [Fro78] [Fro84] [Fro85b]. Dazu wurde ein kapazitiv gespeister Stoßkreis genutzt, bei dem sich die analysierten Elemente, also Widerstand, Induktivität und Kapazität, parallel zum Vakuumschalter befanden. Für verschiedene Kombinationen des RLC -Parallelzweigs sind zunächst die jeweils auftretenden Schwingungen vor dem Abriss beschrieben. So tritt für den Fall einer großen Kapazität und einer kleinen Induktivität kein hochfrequenter Anteil ($f \gg 50$ Hz) auf. Dieser Fall, bei dem auch gelegentlich kurze Stromspitzen kurz vor dem Verlöschen auftreten können, bringt sehr hohe Abreißströme mit sich. Sind dagegen sowohl Kondensator als auch Spule klein dimensioniert, ist der Strom von einem Hochfre-

quenzanteil überlagert, der in der Amplitude jeweils abklingend ist, aber bis zum Abriss mehrfach auftritt.

Ein aufklingender Stromverlauf bis zum Abriss, wie er auch von Smeets beschrieben wird [Sme92], ist dagegen für große Werte der parallelen Elemente zu erwarten. Außerdem geht Frontzek darauf ein, inwieweit die Größenordnungen der Kreiselemente nicht nur den Verlauf des Stromabrisses beeinflussen, sondern auch die gemessenen Werte für den Abreißstrom. Die exakten Zusammenhänge sind in [Fro85b] ausführlich dargestellt. Verkürzt lassen sich folgende Aussagen treffen:

- mit steigender Kapazität nimmt der Abreißstrom zu (Variation: $C = 10 \text{ nF}$ bis $20 \text{ }\mu\text{F}$ mit $L = 5 \text{ }\mu\text{H}$ / $15 \text{ }\mu\text{H}$ / $910 \text{ }\mu\text{H}$);
- mit steigendem Widerstand nimmt der Abreißstrom ab (Variation: $R = 0,2 \text{ }\Omega$ bis $100 \text{ }\Omega$ mit $L = 3 \text{ }\mu\text{H}$ / $100 \text{ }\mu\text{H}$);
- mit steigender Induktivität nimmt der Abreißstrom ab (Variation: $L = 20 \text{ }\mu\text{H}$ bis 1 mH mit $C = 44 \text{ nF}$ / $0,5 \text{ }\mu\text{F}$ / $22 \text{ }\mu\text{F}$);
- mit steigendem Gesamtstrom nimmt der Abreißstrom ab (mit $C = 22 \text{ }\mu\text{F}$ parallel zur Schaltstrecke).

Hierbei handelt es sich oftmals um Änderungen der Abreißströme um mehrere hundert Prozent. Als Grund für die Instabilitäten während des hochfrequenten Anteils gibt Frontzek in [Fro85a] das rasche Verlöschen des letzten Fußpunkts und die Antwort des Prüfkreises auf die veränderten Bedingungen an. Zur Beschreibung der Modellvorstellung dient die schematische Darstellung einer instabilen Schwingung in Abbildung 2.7.

Der gezeigte Verlauf des Stroms i_s wird dabei mit folgenden Parametern beschrieben: i_{pf} : netzfrequenter Stromanteil, $(+)\Delta i_{s(0\dots n)}$: Betrag des Stromgefälles durch Instabilitäten, $I_{\text{hf}(0\dots n)}$: Differenz zwischen hochfrequentem und netzfrequentem Stromanteil im Scheitel des Hochfrequenzstroms, I_{ch} netzfrequenter Momentanwert zum Zeitpunkt des Stromabrisses.

Nach Frontzek gibt es einen Zusammenhang zwischen dem mittleren Betrag des Wertes $(+)\Delta i_{s(0\dots n)}$ und dem resultierenden Stromabrisswert I_{ch} . So sind hohe Abreißströme bei kleinen Induktivitäten (etwa $1 \text{ }\mu\text{H}$) und hohen Kapazitäten (4 bis

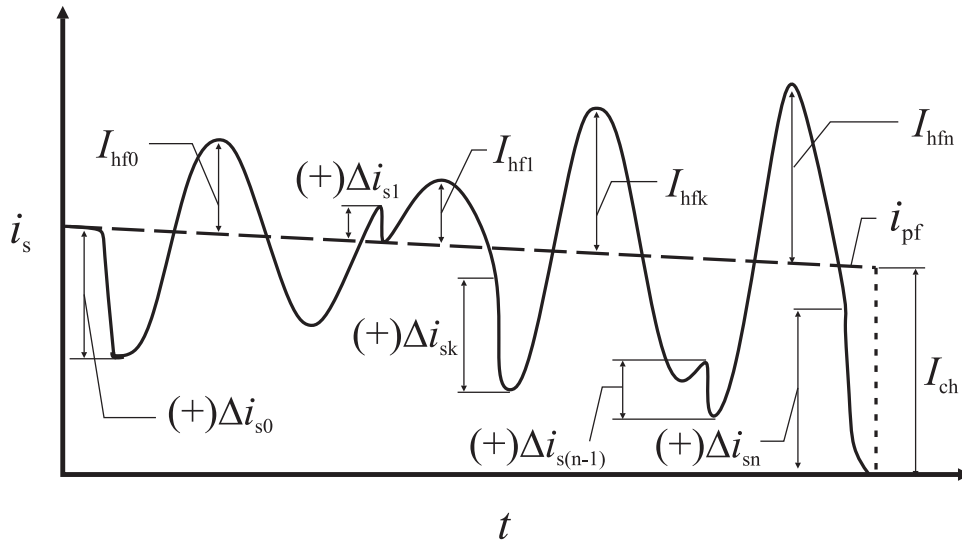


Abbildung 2.7: Instabilitäten im Stromverlauf kurz vor dem Stromabriss (nach [Fro85a])

2000 nF) nicht durch die hochfrequenten Stromanteile des Schwingkreises begründet, sondern durch das verstärkte Auftreten von Instabilitäten.

Die generellen Einflüsse der einzelnen Prüfkreisparameter decken sich dabei mit denen, die in anderen Arbeiten erwähnt werden. In [Tay06] [Din03b] wird der Effekt der Gesamtstromhöhe in ähnlicher Weise bestätigt, genauso wie die Auswirkungen der parallelen Kapazität oder Induktivität in [Mur77] [Din03a] [Lip76]. Den Untersuchungen ist gemein, dass sich der dort verwendete Prüfkreis meist an einer *RLC*-Reihenschaltung orientiert, die parallel zum untersuchten Vakuumschalter angeordnet ist. Der Strom durch den Prüfling wurde in der Regel direkt über einen Messshunt ermittelt. Unterschiedliche Möglichkeiten wurden bei der Ausführung der Spannungsquelle gewählt. Hier kamen sowohl kondensatorgespeiste Stoßkreise als auch netzgespeiste Kreise zum Einsatz, bei denen zusätzlich eine Induktivität entweder zur Einstellung der Netzfrequenz oder zur Stromdrosselung benutzt wurde.

In der Regel wurden die in der bekannten Literatur beschriebenen Versuche auch bei Strömen unter 100 A durchgeführt [Sla07], wenngleich der Einfluss des Gesamtstroms genauso wie der einzelner Kreiselemente auf den Stromabriss bekannt ist und sowohl Leistungs- als auch Lastschalter üblicherweise höhere Ströme ausschalten müssen. Diese Aspekte sind Teil der Motivation für diese Arbeit und den dort verwendeten Prüfkreis. Darauf wird in Abschnitt 4.1 näher eingegangen. Abbildung 2.8 zeigt die

verwendeten Prüfschaltungen verschiedener Autoren.

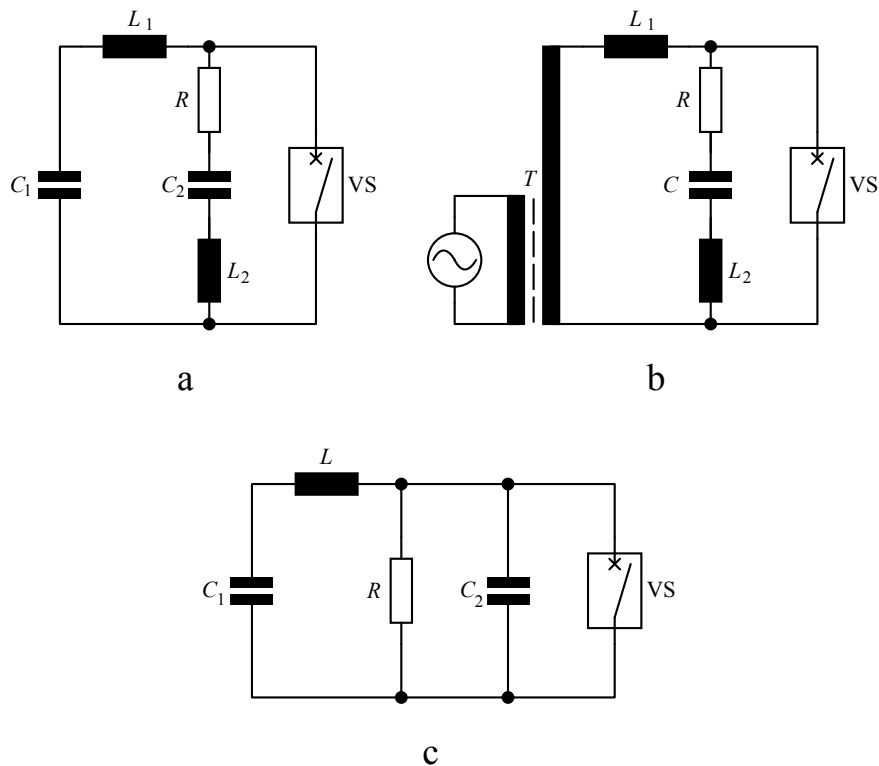


Abbildung 2.8: Verschiedene Prüfkreisarten bei der Untersuchung von Abreißströmen:
a: [Din03a], b: [Mur77] c: [Tay06]

Hierbei stellen, sofern vorhanden, C_1 die Ladekapazität eines Stoßkreises und T einen speisenden Transformator dar, der Versuchsschalter ist mit VS gekennzeichnet.

2.5 Typische Schaltfälle

In der Praxis existieren für jeden Schaltertyp spezielle Schaltfälle, die von diesem beherrscht werden müssen. Zur Einteilung der einzelnen Szenarien gibt folgende Aufzählung Auskunft, wobei hier nur auf das Ausschalten von Strömen eingegangen werden soll:

- ungestörter Betrieb
 - Ausschalten induktiver Stromkreise
 - Ausschalten kapazitiver Stromkreise

- Ausschalten resistiver Stromkreise
- gestörter Betrieb
 - Ausschaltung von Kurzschlussströmen
 - Ausschaltung von Erdschlussströmen

Da der Fokus dieser Arbeit auf der Nutzung eines Vakuumschalters für ungestörte Lastfälle liegen soll, werden diese im Folgenden erläutert.

2.5.1 Ausschalten induktiver Stromkreise

Werden induktive Stromkreise ausgeschaltet, so spielen die dort vorhandenen Induktivitäten im Zusammenspiel mit dem zuvor beschriebenen Stromabriss bei Vakuumschaltern eine entscheidende Rolle. Mit induktiven Kreisen sind hier speziell Lasten wie Transformatoren, die belastet oder im Leerlauf betrieben sein können, und Motoren gemeint. Abbildung 2.9 zeigt ein typisches, stark vereinfachtes Ersatzschaltbild für diesen Fall.

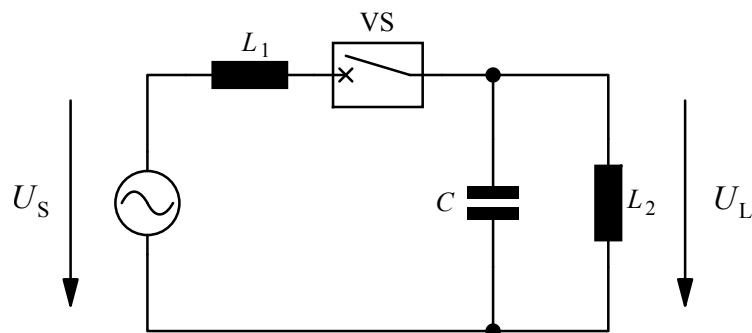


Abbildung 2.9: Induktiver Ausschaltfall

Wichtig ist hier, dass sich die gesamte Induktivität auf einen speiseseitigen Teil L_1 und einen lastseitigen Teil L_2 aufteilt, zu dem eine (oftmals parasitäre) Parallelkapazität geschaltet ist. Falls die Last nun durch einen Vakuumschalter abgeschaltet werden soll, erlischt wie zuvor beschrieben der Strom nicht im natürlichen Stromnulldurchgang, sondern einige Mikrosekunden zuvor durch einen Stromabriss mit hoher Steilheit. Dies hat zur Folge, dass zum Zeitpunkt des Abrisses in den Induktivitäten jeweils Energie gespeichert bleibt, die sich aus dem Zusammenhang $E = 0,5 \cdot L \cdot i(t_0)^2$ ergibt. Dabei entspricht $i(t_0)$ dem Betrag des Stroms, der in diesem Moment durch

die Induktivität fließt. Von einem idealen Abriss ohne vorherigen Hochfrequenzanteil ausgehend fließt zum Zeitpunkt des Abrisses der gesamte Strom durch die Induktivität, da bei Netzfrequenz die Kapazität auf der Lastseite verglichen zur Induktanz relativ hoch ist. Da durch das Öffnen der Schaltkontakte der Lastkreis einen isolierten Kreis darstellt (unter Vernachlässigung der Parallelkapazität der Schaltstrecke), entlädt sich die in L_2 gespeicherte Energie in C , wo sie sich zu $E = 0,5 \cdot C \cdot u(t_0)^2$ bestimmt. Dementsprechend ergibt sich durch Gleichsetzen beider Ausdrücke der Wert für die auf der Lastseite maximal anliegende Spannung zu

$$\hat{u}_{\text{ch}} = i_{\text{ch}} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C}}, \quad (2.9)$$

wobei i_{ch} der Strom $i(t_0)$ in der Induktivität L_2 zum Zeitpunkt t_0 des Abrisses ist. Da der Spannungsverlauf in diesem Moment bei $u_{\text{ch}}(t) = 0$ beginnt, kann der Amplitudenwert mit dem Ausdruck $\sin(\omega_{\text{LC}}t)$ multipliziert werden, wobei ω_{LC} die Resonanzfrequenz des entstandenen Schwingkreises aus C und L_2 darstellt. Berücksichtigt werden muss ebenso die bei sämtlichen Schaltern auftretende Wiederkehrspannung (*Transient Recovery Voltage*, kurz: TRV), die sich abhängig von den Kreiselementen auf der Lastseite einstellt [Sla07]. Diese beginnt mit dem Momentanwert der anliegenden Spannung, die während des Stromnulldurchgangs bei rein induktiven Kreisen dem Maximalwert der treibenden (Netz-)Spannung entspricht. Somit ergibt sich für die insgesamt auf der Lastseite anliegende Spannung folgender Ausdruck:

$$u(t) = i_{\text{ch}} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C}} \cdot \sin(\omega_{\text{LC}}t) + \hat{u}_{\text{TRV}} \cdot \cos(\omega_{\text{LC}}t). \quad (2.10)$$

Da \hat{u}_{TRV} in induktiven Stromkreisen Werte mit entgegengesetztem Vorzeichen annimmt, reduziert der Anteil der TRV zunächst die durch den Stromabriss ausgelöste Überspannung. Wird der Amplitudenwert der beiden überlagerten Spannungsanteile berechnet, so kann man die Abhängigkeit des Spitzenwerts dieser Spannung vom Abreißstrom darstellen. Abbildung 2.10 zeigt dazu die durch den Stromabriss bewirkte prozentuale Anhebung der TRV infolge des Abreißstromwertes und der Betriebsspannung.

Die angegebenen Werte beziehen sich auf eine Induktivität mit $L_2 = 12 \text{ mH}$ und eine Kapazität von $C = 800 \text{ pF}$. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Überhö-

hung für kleine Betriebsspannungen sehr viel größer ausfällt als für höhere. Für Prüfspannungen im Niederspannungsbereich kann der Anteil der vom Abreißstrom unabhängigen TRV vernachlässigt werden.

Eine besondere Rolle für die Anwendung der Schaltgeräte in der Praxis spielt das Ausschalten von Transformatoren. Hierbei sind nach [Sla07] folgende Schaltfälle zu nennen:

- Ausschalten leerlaufender Transformatoren
- Ausschalten kurzgeschlossener Transformatoren
- Ausschalten belasteter Transformatoren
- Ausschalten von Transformatoren bei *Inrush*-Strom
- Ausschalten von Transformatoren unter Verwendung von Vakuum-Stufenschaltern (*Tap Changer*)

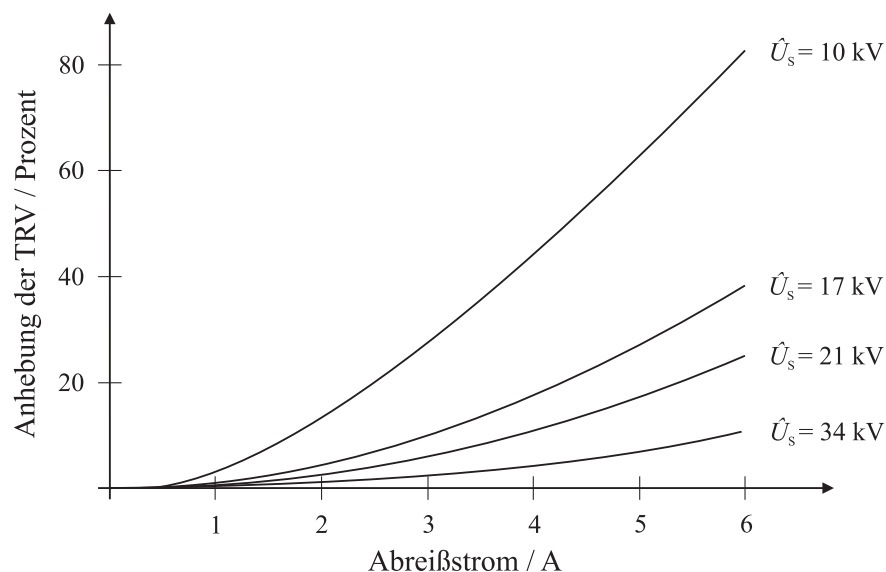


Abbildung 2.10: Prozentuale Anhebung der TRV in Abhängigkeit des Abreißstroms und der Speisespannung (nach [Sla07])

Das Ausschalten leerlaufender Transformatoren ist beim Einsatz von Vakuumschaltern als besonders kritisch einzustufen. Die zu unterbrechenden Magnetisierungsströme liegen im Bereich weniger Ampere, wodurch der Bogen in der Schaltkammer nach kürzester Zeit erlischt, die Schaltstrecke die anliegende Spannung allerdings

nicht isolieren kann und es zu einem erneuten Stromfluss über einen Metaldampfbogen kommt. Dieser Vorgang wiederholt sich solange, bis der Kontaktabstand die notwendige Isolierfähigkeit bereitstellt. Während dies bei einphasigen Transformatoren durch entsprechende Auslegung der Isolierung kein Problem darstellt, kann es bei dreiphasigen Modellen aufgrund des sogenannten virtuellen Stromabrisses zu sehr hohen Überspannungen kommen, welche die Isolierung zerstören können. Da dieses Phänomen im Rahmen dieser Arbeit nicht näher untersucht wird, sei an dieser Stelle auf die Arbeiten von Popov et al. verwiesen [Pop99] [Pop01], in welchen auf dieses Thema eingegangen wird.

Belastete und sekundärseitig kurzgeschlossene Transformatoren sind als eher unkritisch für das Schaltgerät selbst anzusehen. Vielmehr kann hier vom Schaltgerät die Gefahr ausgehen, dass bei bestimmten Lastkonfigurationen durch den Stromabriss hohe Überspannungen verursacht werden, worauf bereits in Abschnitt 2.4 näher eingegangen wurde.

Die Gefahr, die vom Ausschalten des *Inrush*-Stroms von Transformatoren mit Vakuumschaltern ausgeht, ist umstritten. Während teilweise bei kurzen Kabelstrecken zwischen Transformator und Schalter von Überspannungen am Transformator von bis zu 9,5 p.u. berichtet wird [Pop01], werden an anderer Stelle [Oha76] Überspannungen von weniger als 3 p.u. erwähnt, die sehr gut durch einen Überspannungsschutz in Form von RC -Gliedern zu beherrschen seien.

Für die Anwendung als Stufenschalter in Transformatoren muss der eingesetzte Vakuumschalter nur geringe elektrische Anforderungen erfüllen. Sowohl die Ströme als auch die Spannungen sind vergleichsweise gering, sodass hier lediglich die mechanische Lebensdauer aufgrund der hohen geforderten Schaltspielzahl von Bedeutung ist.

2.5.2 Ausschalten kapazitiver Stromkreise

Betriebsmittel wie Kondensatorbatterien oder unbelastete Verbindungen wie Kabel oder Freileitungen stellen für das Schaltgerät eine kapazitive Last dar. In diesem Fall liegt zum Zeitpunkt des ersten Stromnulldurchgangs nahezu der Scheitelwert der Netzspannung an der Lastseite an. Die dortige Kapazität bleibt üblicherweise auf diesen Spannungswert aufgeladen, sodass eine halbe Periodendauer später der

4.2.2 Prüflinge

Die Außenmaße der Musterröhren gleichen in den meisten Fällen den Maßen der in der Serienproduktion verbauten Röhren. Somit ist es möglich, die Prüflinge in relativ kurzer Zeit auszutauschen und die neuen Prüflinge an das Schaltgerät anzupassen. Für den Fall von in der Außengeometrie abweichenden Röhren werden diese durch Verlängerungsbolzen auf die ursprünglichen Maße adaptiert. Als Kontaktgeometrie werden Knopfkontakte mit einem Durchmesser von 21 mm gewählt, welche die Laufeigenschaften des Metaldampfbogens nicht durch zusätzliche Magnetfelder beeinflussen. Der grundsätzliche Aufbau der benutzten Prüflinge wurde bereits in Abbildung 2.1 gezeigt. Veranschaulichen soll dies die Aufnahme einer geöffneten Vakuumröhre, die in Abbildung 4.3 gezeigt wird. Die untersuchten Röhren mit einem Innendruck von etwa 10^{-7} mbar wurden zuvor beim Hersteller mit Kontakten unterschiedlicher Materialien bestückt und komplett gefertigt und stückgeprüft angeliefert.



Abbildung 4.3: Aufnahme einer geöffneten Vakuumschaltröhre mit Plattenkontakten

Dort ist auf der linken Seite der bewegliche Kontakt samt Aufnehmerkonstruktion zu sehen, in der Mitte des Bildes die Keramikisolierung mit innen liegendem Metaldampfschirm und rechts der Festkontakt.

Die Prüflinge können in kurzer Zeit selbst aus- und eingebaut werden. Nach jedem Röhrentausch wird der Kontaktabstand auf die werkseitig vorgesehenen Maße von 6 mm eingestellt. Außerdem wird die Kontaktkraft im eingeschalteten Zustand auf einen Wert von mindestens 1 800 N hin überprüft, um den Übergangswiderstand des Kontaktsystems möglichst gering zu halten. Die Messung der Kontaktkraft erfolgt über eine eigens für diesen Prüflingstyp angefertigte Kraftmesseinrichtung, welche über einen Zugkraftsensor (Typ *HBM U9B*, Prinzip der Kraftmessung durch Widerstandsänderung) die zur galvanischen Trennung der geschlossenen Kontakte notwendige Kraft ermitteln kann. Die korrekte Messung wurde mit einer Messunsicherheit kleiner 1 Prozent mithilfe eines kalibrierten Systems¹ im Bereich von 0 bis 4500 N verifiziert. Des Weiteren wird nach einem Röhrentausch die Dynamik des Schaltgeräts auf Funktionstüchtigkeit geprüft, indem eine sogenannte Wegkurve aufgezeichnet wird, die den Bewegungsablauf der sich öffnenden Kontakte dokumentiert. Mithilfe eines Linearpotentiometers (Typ *Penny & Giles SLS190*), das fest mit dem beweglichen Kontakt verbunden ist, wird das Wegsignal bei jedem Versuch aufgezeichnet. Abbildung 4.4 zeigt ein typisches Messergebnis. Darin sind zusätzlich die Parameter zur Bestimmung der Öffnungsgeschwindigkeit markiert.

Die Öffnungsgeschwindigkeit v_{open} bestimmt sich zu

$$v_{\text{open}} = \frac{x_{\text{ref}}}{t_1 - t_0} \quad (4.2)$$

Dabei wird die Referenzstrecke x_{ref} , die den Hub ab galvanischer Kontakttrennung beschreibt, durch das verwendete Schaltgerät und den Antrieb bestimmt. Für die auf dieser Wegstrecke benötigte Zeit wird die durchschnittliche Öffnungsgeschwindigkeit berechnet. Bei dem verwendeten Prüfschalter beträgt die Referenzstrecke 2 mm. Der Zielwert für die Öffnungsgeschwindigkeit liegt bei $0,9 \text{ m s}^{-1}$, der Toleranzbereich bei $\pm 0,1 \text{ m s}^{-1}$.

4.2.3 Ansteuerung und Auswertung

Die Ansteuerung der einzelnen Schalter, welche in Abschnitt 4.2.1 beschrieben sind, wird über einen Mikrocontroller umgesetzt. Die Berücksichtigung der unterschiedli-

¹Durchführung der Vergleichsmessung an der Materialprüfanstalt Darmstadt

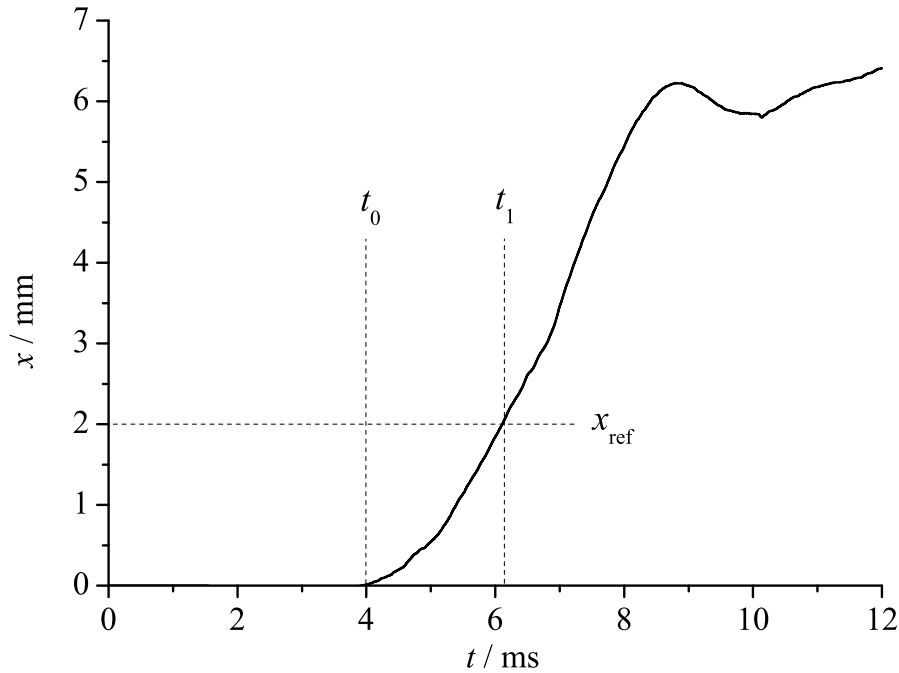


Abbildung 4.4: Typische Wegkurve bei sich öffnenden Kontakten

chen Totzeiten der einzelnen Schalter, welche im Bereich von einigen zehn Millisekunden liegen, macht eine PC-unterstützte Steuerung unmöglich, da über die verfügbaren PC-Schnittstellen die Toleranz- und Reaktionszeiten nicht ausreichend sind. Somit werden die Drauf-, Prüf- und Blockierschalter mithilfe eines Mikrocontrollers vom Typ *Atmel ATmega32* angesteuert, dessen Programmierung zur Umsetzung der Steuerungsfunktion die einzelnen Totzeiten der jeweiligen Schaltgeräte berücksichtigt. Außerdem kann auf diese Weise das Signal der treibenden Prüfspannung berücksichtigt werden, indem der Draufschalter zum Zeitpunkt des Spannungsmaximums den Strom zuschaltet, sodass der Gleichstromanteil vernachlässigbar klein ist. Würde diese Triggerung nicht durchgeführt werden, wäre der 50-Hz-Wechselstrom von einem abklingenden DC-Anteil überlagert, was unter Umständen die Auswertung des Abreißstroms erschweren würde.

Die Abfolgesequenz der Ansteuerung erfolgt automatisch, sodass vor einer Versuchsdurchführung lediglich die Bogenzeit, die im Bereich von 0 bis 10 ms wählbar ist, eingestellt werden muss. Die Übertragung der Steuerungssignale erfolgt über Licht-

wellenleiter, um bei der Ansteuerung eine vollständige Potentialtrennung zwischen dem Prüfkreis und der Messkabine zu erreichen. Zwischen Sendereinheit und PC ist eine Schnittstelle eingerichtet, um den festverbauten Mikrocontroller kurzfristig umprogrammieren zu können. Außerdem kann somit die Einleitung der dort hinterlegten Programmsequenz zur Ansteuerung der Schalter durch den PC realisiert werden. Damit ist es möglich, eine PC-gestützte Bedienung und Auswertung zu erlauben, ohne auf die zeitexakte Ansteuerung des Mikrocontrollers verzichten zu müssen. Hierbei wird die Software *LabVIEW* genutzt, um auf einer Benutzeroberfläche einfach Einstellungen vornehmen zu können und um die Ergebnisse anschließend zu bearbeiten und abzuspeichern. Abbildung 4.5 zeigt in einer Blockdarstellung die Abläufe bei der Ansteuerung und der Auswertung in zeitlicher Abfolge. Dargestellt sind die am Prüfablauf beteiligten Komponenten Mikrocontroller, PC und die Oszilloskope. Der Nutzer gibt zunächst dem Mikrocontroller die gewünschte Bogenzeit vor, wonach in der PC-Umgebung die Eingabe der Prüfkreisparameter und der Optionen bei der Messwerterfassung der Oszilloskope (wie Triggerlevel und -quelle oder Speichertiefe) vorgenommen wird.

Nachdem diese Daten intern verarbeitet worden sind, gibt der Nutzer das Startsignal vor, wodurch die Oszilloskope getriggert werden und dann die im Mikrocontroller gespeicherte Sequenz durchlaufen wird und somit die einzelnen Schaltgeräte angesteuert werden. Die Messergebnisse werden zunächst im Speicher der Oszilloskope hinterlegt und anschließend an die Softwareumgebung am PC übertragen. Dort werden automatische Auswertungen vorgenommen, welche die Größen einzelner Parameter direkt wiedergeben. Dies sind

- Amplitude des Wechselstroms in A
- Bogenzeit in ms
- Schaltgeschwindigkeit in ms^{-1}
- Höhe der TRV in kV
- Frequenz der Einschwingspannung in kHz
- Maximaler Schwingungswert unmittelbar vor Abriss in A
- Steilheit des Stroms beim Abriss in $\text{A } \mu\text{s}^{-1}$

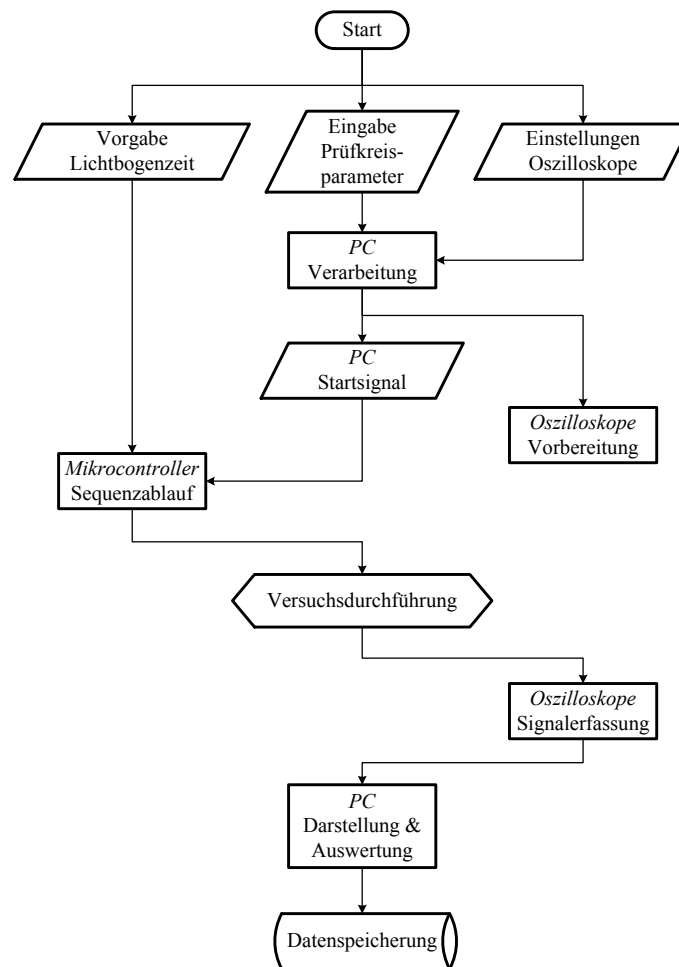


Abbildung 4.5: Flussdiagramm der Steuerung des Versuchsablaufs

Um das Abspeichern fehlerhaft ausgewerteter Größen zu vermeiden, werden diese grafisch markiert, sodass sie vom Nutzer schnell erkannt und ggf. korrigiert werden können. Es werden für jeden Versuch sowohl die Rohdaten der gemessenen Ergebnisse, die in weitere Analysesoftware eingelesen werden können, als auch die ausgewerteten Resultate sowie grafische Darstellungen der wichtigsten Messgrößen (Gesamtdarstellung, Stromverlauf vor Nulldurchgang, TRV nach Stromnulldurchgang) gesichert. Zusätzlich werden zu jedem Versuch die Parameter des Prüfkreises, die durch den Nutzer vorgegeben wurden, dokumentiert.

4.3 Mittelspannungsprüfkreis

Um die im Rahmen des zuvor beschriebenen Niederspannungsprüfkreises erhaltenen Ergebnisse für größere Spannungshöhen zu validieren, werden weitere Versuche an einem gesonderten Prüfkreis durchgeführt. Dieser orientiert sich im Aufbau möglichst nah an dem Prüfkreis, der in Abbildung 4.2 dargestellt ist. Einige Elemente, die im Folgenden kurz genannt werden, weichen jedoch davon ab. Abbildung 4.6 zeigt den Prüfkreis.

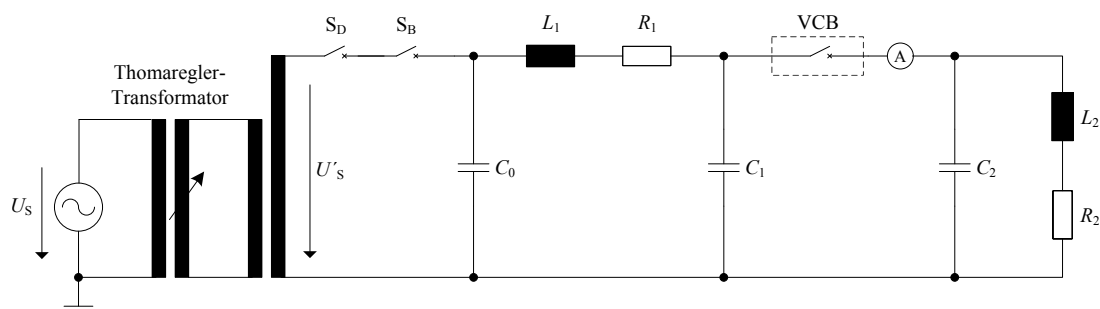


Abbildung 4.6: Verwendeter Prüfkreis bei Mittelspannungssprüfungen mit $U_S = 6 \text{ kV}/\sqrt{3}$

Als Spannungsquelle kommt ein Thomaregler-Transformator zum Einsatz, der einphasig aus einem 6-kV-Netz (U_S , verkettet) gespeist wird. Mithilfe eines drehbar gelagerten Isolierzylinders, auf dem die sekundärseitige Wicklung aufgebracht ist, und eines Bürstenrings als Abnehmer ist es nach dem Prinzip des Thomareglers möglich, die Ausgangsspannung, welche bei diesem Modell von 0 bis 10 kV einstellbar ist, stufenlos zu regeln. Bei herkömmlichen Stelltransformatoren erfolgt der Abgriff lediglich durch die Bürstenkontaktbewegung an der statischen Sekundärwicklung, wodurch diskrete Spannungssprünge auf der Sekundärseite entstehen. Weitere Informationen zu diesem Prüfsystem der Firma *Highvolt*, zu dem auch die Ansteuerung gehört, sind der Arbeit von Reinhard [Rei09] zu entnehmen. Die tatsächlich an der Speisung des Prüfkreises anliegende Spannung U'_S ist bei Lastfluss geringer. Dieser Effekt ist stromabhängig und wird bei den späteren Untersuchungen berücksichtigt. Ebenso kommt ein Blockierschalter zur Anwendung wie ein Draufschalter, der hier allerdings in Form eines Thyristorschalters umgesetzt ist. Da bei den in dieser Prüfeinrichtung durchgeführten Versuchen hauptsächlich das Stromabrissverhalten den bisherigen Ergebnissen gegenübergestellt werden sollte, werden lediglich die vier Signale *Strom* (durch Shunt), *Wiederkehrspannung*, *Speisespannung* und *Wegkurve* gemessen, wobei nach Änderungen am Prüfkreis eine Referenzmessung

des Gesamtstroms stattfindet. Die verwendete Messtechnik entspricht der, die in Abschnitt 4.2.1 beschrieben wurde. Die Auswertung erfolgt zum einen per Hand am verwendeten Vierkanal-Oszilloskop (*Agilent DSO5014A*), zum anderen werden die Daten im Rohformat gespeichert und anschließend in der Signalanalysesoftware *IMC Famos* weiterverarbeitet und analysiert. Die Versuche werden nahezu gesamtheitlich mit einer Lastinduktivität $L_2 = 22 \text{ mH}$ durchgeführt, um den Gesamtstrom zu begrenzen. Die weiteren Kreiselemente können wie im zuvor verwendeten Prüfkreis variiert werden.

4.4 Messung des Abreißstroms

Ein Hauptziel dieser Arbeit besteht in der Interpretation der Korrelation des Abreißstromverlaufs und der verwendeten Prüfkreisconfiguration. Die Messung mit einem Messwandler, der zur Messung von Strömen in der Größenordnung von 1000 A gewöhnlicherweise eingesetzt wird (Beispiele: Hall-Wandler, Rogowski-Wandler), ist für die Messung des Gesamtstromflusses sinnvoll und wird zu diesem Zweck auch durchgeführt (siehe Abschnitt 4.2.1). Für die Erfassung der Vorgänge kurz vor dem Stromnulldurchgang, welche oftmals bei Strömen unter 10 A stattfinden, eignet sich diese Methode aufgrund der geringen Auflösung jedoch nicht. Daher wird das Prinzip der Shunt-Messung mit einer Beschaltung antiparalleler Gleichrichter für die hier geforderte Anwendung adaptiert, das in abgewandelter Form z. B. schon in der Arbeit von [Zad11] verwendet wurde, um Feldemissionsströme im μA -Bereich zu messen. Das Prinzipschaltbild der angesprochenen Strommessung ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Die Messeinrichtung wird im Prüfkreis direkt im Anschluss an den Prüfschalter verwendet, wie die Markierung (A) im Ersatzschaltbild (Abbildung 4.2) verdeutlicht.

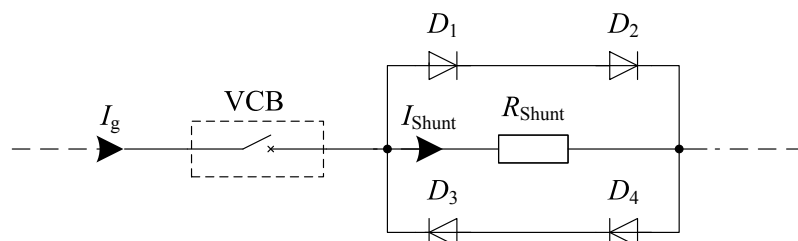


Abbildung 4.7: Schaltbild zur Messung des Abreißstroms

Die Funktionsweise basiert auf der Aufteilung des Gesamtstroms auf unterschiedliche Pfade, wobei der gesamte Strom bei Unterschreiten eines bestimmten Wertes auf nur einen Pfad kommutiert, in dem die eigentliche Abreißstrommessung vorgenommen wird. Dieser Pfad wird andererseits in seinem maximal tragbaren Strom begrenzt, sodass dort auch empfindliche Messtechnik zum Einsatz kommen kann. Die dazu notwendigen Gleichrichterioden sind vom Typ *Semikron SKR 240/12* und können einen maximalen Dauerstrom von 500 A führen. Der kurzzeitige Maximalstrom liegt bei 5000 A. Parallel zu den Dioden ist der Messwiderstand R_{shunt} für die Messung des Abreißstroms geschaltet.

Bei Stromfluss durch den Prüfschalter wird der Strom i_{shunt} durch den Messwiderstand R_{shunt} auf den gewünschten Grenzwert limitiert, ohne dass dies von der Amplitude von i_g abhängt. Die nichtlineare U - I -Kennlinie der Dioden ist für dieses Verhalten verantwortlich, sodass der Diodenstrom ab einer Spannung von etwa 0,75 V entsprechend der nichtlinearen Kennlinie stark ansteigt. Bei kleineren Spannungen, also beginnend mit der Sinushalbwelle des Stroms, befindet sich der Arbeitspunkt der Dioden im unteren Bereich der Kennlinie, sodass die Dioden in Durchlassrichtung geschaltet und somit hochohmig sind. Abgesehen von minimalen Diffusionsströmen und den Leckströmen der in Sperrrichtung befindlichen Dioden fließt der zu messende Strom ausschließlich durch den Shunt. Nun steigt die Spannung über diesem Shunt linear mit dem eingprägten Strom i_{shunt} solange an, bis die Durchlassspannung $2 \cdot U_F = R_{\text{shunt}} \cdot i_{\text{shunt}}$ der in Reihe geschalteten Dioden erreicht ist. Bei differentieller Betrachtung des Widerstands $R_D = \frac{dU_F}{dI_F}$ der Dioden muss dieser an einem Arbeitspunkt der Kennlinie durch Ermittlung der dortigen Tangentensteigung ermittelt werden. Bei Erreichen ihres Schaltpunktes mit weiter ansteigendem Strom werden die Dioden leitfähig. Der Widerstand R_D ist nun deutlich kleiner als der des Shunts. Der Strom durch den Messwiderstand wird auf diese Weise auf einen oberen Grenzwert beschränkt und kann durch den Wert von R_{shunt} eingestellt werden. Durch die Ausrichtung des Grenzwertes an die zu erwartenden Abreißströme wird eine optimale Ausnutzung des Messbereichs des genutzten Stromwandlers erreicht. Der Widerstand zur Einstellung des maximalen Shuntstroms wird in den Größen 20 mΩ, 50 mΩ und 75 mΩ eingesetzt. Vor Erreichen des Nulldurchgangs von i_{shunt} werden die zuvor leitenden Dioden wieder hochohmig und der Strom fließt nahezu ausschließlich über R_{shunt} .

Die Abbildung 4.8 veranschaulicht auf Grundlage einer Simulationsrechnung die

hier beschriebenen Vorgänge. Die dortige Darstellung des Stromnulldurchgangs zeigt deutlich, dass hier nur geringe Abweichungen zwischen dem Gesamt- und dem Shuntstrom bestehen, sodass im gezeigten Beispiel Ströme unterhalb von 10 A sehr genau mithilfe des Wandlers gemessen werden können. Ebenso zeigt die Abbildung, dass der Shuntstrom während der gesamten Sinushalbwellen einen Wert von 25 A nicht überschreitet, sodass eine eventuelle Sättigung des Eisenkerns vermieden werden kann.

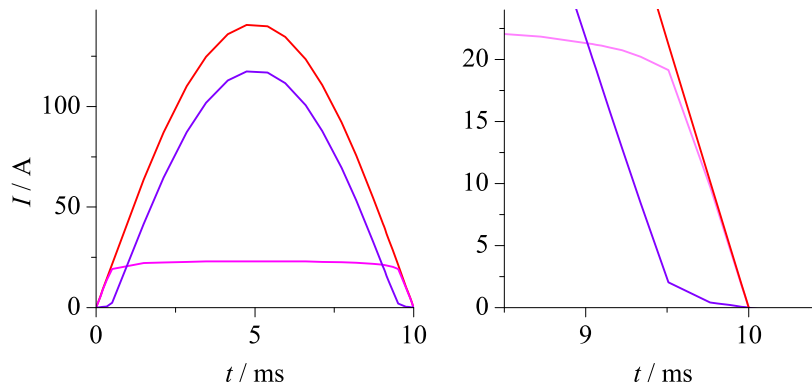


Abbildung 4.8: Simulierter Verlauf von Gesamtstrom (rot), Diodenstrom (blau) und Shuntstrom (magenta)

Für die mit *Cadence OrCAD* durchgeführte Simulation wurde ein Gesamtstrom mit einem Effektivwert von 100 A bei einer Frequenz von 50 Hz zu Grunde gelegt.

Der Abreißstrom selbst wird wie zuvor erwähnt mithilfe eines Strom-Messwandlers vom Typ *Pearson 110A* ermittelt. Dieser Wandler erlaubt die breitbandige Messung des Shuntstroms i_{shunt} , ohne in den Stromkreis integriert werden zu müssen. Das Messverfahren basiert auf der induktiven Kopplung zwischen Primärstrom und dem Wandler. Der Primärstrom wird von einem Eisenkern vollständig umschlossen, in dem entsprechend dem Strom ein magnetischer Fluss entsteht. Der sich ändernde Fluss seinerseits durchsetzt eine in den Wandler integrierte Spulenwicklung und induziert eine Spannung, die als Messsignal mithilfe eines Oszilloskops ausgewertet werden kann. Ein großer Vorteil dieses Messverfahrens ist die Tatsache, dass keine aktiven Komponenten beteiligt sind, die eine externe Stromversorgung notwendig machen. Zu beachten ist jedoch, dass der Eisenkern des Wandlers nicht in die Sättigung getrieben werden darf. Die für die Sättigungsgrenze relevante Größe ist das Strom-Zeit-Produkt $i_{\text{shunt}} \cdot t$, das sich bei dem verwendeten Modell zu maximal zulässigen 0,5 As ergibt. Außerdem können DC-Anteile im zu messenden Signal zur

Sättigung führen.

Das Signal des Wandlers, welcher den eigentlichen Stromabriss aufzeichnet, wird zunächst digitalisiert und anschließend mit einem LWL-Übertragungssystem in die Messkabine geleitet. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der galvanischen Trennung zwischen Messgerät und Anzeigegerät und in der deutlich größeren Störsicherheit bei stets vorhandener induktiver, aber auch kapazitiver Kopplung zwischen Signalleitung und Prüfkreis.

5 Abreißverhalten des Stroms für praxisrelevante Schaltfälle

In diesem Kapitel stehen die experimentellen Untersuchungen im Vordergrund, die mithilfe der in Kapitel 4 beschriebenen Prüfkreisbauten entstanden sind. Die zentrale Größe stellt dabei der Stromabrisswert dar, dessen Auftreten in seiner Phänomenologie zunächst beschrieben wird. Daraus ableitend wird gezeigt, nach welchen Kriterien eine Analyse des Abrisses durchgeführt werden kann, um hier trotz unterschiedlicher Erscheinungsformen des abreisenden Stroms vergleichbare Ergebnisse zu erhalten. Vor der anschließenden Beschreibung der Einflüsse einzelner Parameter auf den Stromabriss wird zunächst die statistische Auswertbarkeit der Messdaten beschrieben. Am Ende des Kapitels werden die physikalischen Zusammenhänge anhand der erarbeiteten Ergebnisse in Abhängigkeit von den Prüfkreiselementen erörtert, um diese Kenntnisse in das folgende Kapitel, das sich mit der theoretischen Modellierung der Prüfkreise beschäftigt, einfließen zu lassen.

5.1 Stromabriss und entstehende Überspannungen

Zwischen dem Stromabriss und der in Folge auftretenden Überspannung an der angeschlossenen Last bestehen die Zusammenhänge, welche in Abschnitt 2.5.1 bereits erläutert wurden. Wie an dieser Stelle beschrieben, ist der Anteil des Gesamtstroms, der durch die lastseitige Induktivität fließt, für die resultierende TRV verantwortlich. In der Praxis zeigt sich jedoch, dass der Gesamtstrom, der auch den Prüfschalter durchfließt, neben der zu erwartenden 50-Hz-Komponente für bestimmte Prüfkreisbedingungen, auf die in Abschnitt 5.4.1 näher eingegangen wird, auch einen Anteil mit wesentlich höherer Frequenz beinhaltet. Dieser hochfrequente Strom, der auch bei der Messung des durch den Schalter fließenden Stroms deutlich zu erkennen ist,

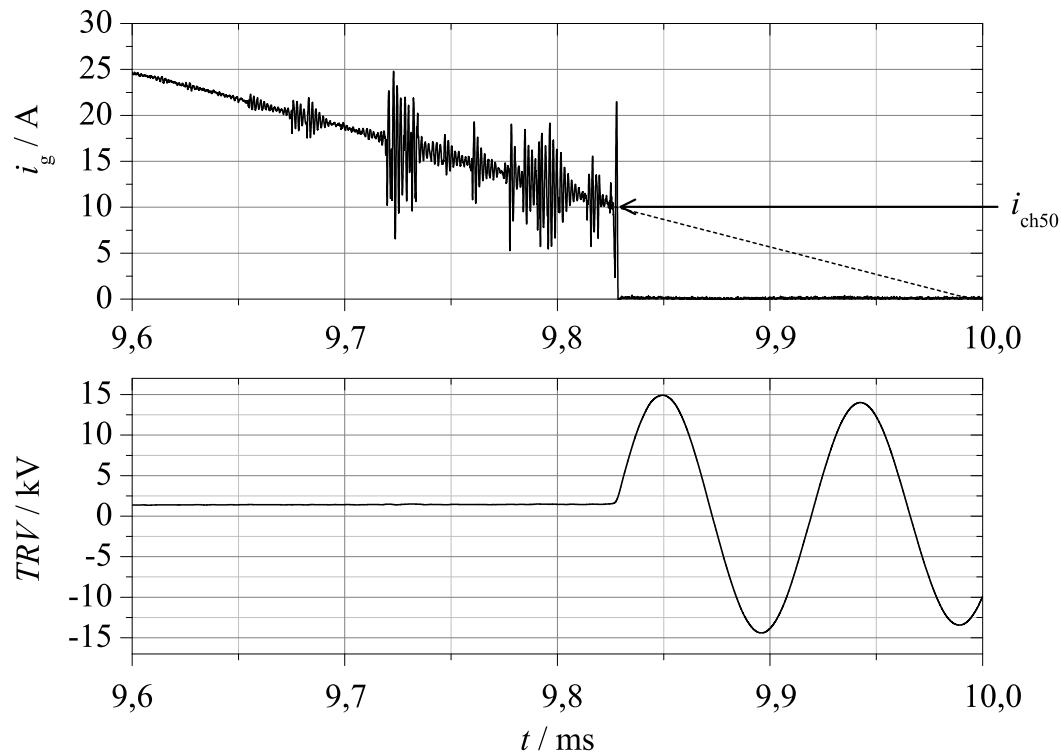


Abbildung 5.1: Darstellung eines Stromabrisses und der korrelierenden Wiederkehrspannung (TRV)

erschwert je nach Ausprägung die Messung der 50-Hz-Komponente. Diese ist jedoch für die eigentliche Auswertung von Bedeutung, da sie in einem proportionalen Zusammenhang mit der Wiederkehrspannung steht. Letztlich ist diese Spannung für praktisch relevante Schaltfälle der kritische Wert, da sie zu Schäden an den angeschlossenen Betriebsmitteln führen oder gar ein dielektrisches Versagen der Schaltstrecke provozieren kann. Aus diesem Grund wird in den nachfolgenden Ergebnissen auch lediglich der Wert des 50-Hz-Stroms zum Zeitpunkt des Abrisses als *Abreißstrom* bezeichnet. Abbildung 5.1 zeigt den Verlauf eines willkürlich ausgewählten Abrisses, wobei hier nur die Methodik der Auswertung des Stromabrisswertes von Interesse ist.

Dargestellt ist ebenfalls die lastseitige Wiederkehrspannung, die kurz vor dem natürlichen Stromnulldurchgang der 10 ms andauernden Halbwelle (gezeigt ist nur der Bereich kurz vor dem Nulldurchgang) infolge des Abrisses auftritt. Es ist zu erkennen, dass der maximale Wert des Stroms kurz vor dem Abriss etwa 22 A beträgt,

während der 50-Hz-Momentanwert bei 10 A liegt. Aus den Größen der lastseitigen Elemente sowie der gemessenen TRV mit $\hat{u}_{\text{ch}} = 15 \text{ kV}$ lässt sich mithilfe von Gleichung (2.9) der Abreißstrom für das gezeigte Beispiel zu 10 A berechnen. Demzufolge stellt dieser Wert die bei der Auswertung relevante Größe dar, die im Folgenden als $i_{\text{ch}50}$ bezeichnet wird. In der Literatur wird dieser Wert oftmals nicht klar definiert. Insbesondere für den Fall sehr hochfrequenter Schwingungen vor dem Abriss, also bei einem vermeintlich stark verrauschten Messsignal, fällt die Auswertung der 50-Hz-Komponente schwer. Aber auch bei relativ spontanen Abrissen mit zuvor kaum vorhanden überlagerten Oszillationen ist der genaue Moment des Stromabrisses anhand des Stromverlaufs schwierig zu analysieren, sodass hier die Berechnung von $i_{\text{ch}50}$ mithilfe der TRV eine deutlich genauere Methode darstellt.

5.2 Streuverhalten und statistische Auswertung

Bevor in den nachfolgenden Abschnitten auf die Auswertung der Einflussnahme einzelner Parameter auf das Stromabrissverhalten eingegangen wird, soll zunächst die Aussagekraft der Messreihen in Abhängigkeit der Zahl der jeweils durchgeführten Versuche analysiert werden. Dazu werden zu Beginn der Untersuchungen unterschiedlich umfangreiche Messreihen durchgeführt und die Ergebnisse auf eine mögliche Normalverteilung untersucht. Hintergrund ist die in der Literatur [Lip03] [Sla07] genannte hohe Streuung der gemessenen Abreißströme. In [Fro85b] wird die Annahme einer Normalverteilung nach dem Kolmogorow-Test getroffen, wobei in der genannten Arbeit je Messreihe 30 bis 100 Versuche durchgeführt wurden.

Mit dem Ziel, den Umfang der Testreihen je Parametersatz möglichst gering ($n = 20$) zu halten, werden in dieser Arbeit die Ergebnisse unterschiedlicher Reihen durch den Shapiro-Wilk-Test untersucht, der im Vergleich zum Kolmogorow-Test eine höhere Teststärke auch für kleine Stichproben aufweist, jedoch auch rechenintensiver ist [Coi07]. Für die Analyse werden die Messergebnisse mit der Statistik-Software *UNISTAT* ausgewertet. Der Shapiro-Wilk-Test setzt die Nullhypothese voraus, dass die vorliegenden Daten normalverteilt sind. Vor der Anwendung des statistischen Verfahrens wird das zulässige Signifikanzniveau festgelegt, welches die maximal zulässige Irrtumswahrscheinlichkeit der Annahme bestimmt. In diesem Fall wird ein bei der Bewertung eines solchen Verfahrens üblicher Wert von $\alpha = 0,05$ angenom-

men. Das Testverfahren selbst basiert auf der Idee, die empirisch ermittelten Werte in eine Rangfolge zu bringen und dann mit den bei einer vorausgesetzten Normalverteilung erwarteten Werten in eine bestimmte Beziehung zu setzen. Diese ergibt sich aus folgendem Zusammenhang:

$$W = \frac{\left(\sum_{i=1}^n a_i x_{(i)} \right)^2}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (5.1)$$

Hierbei sind a_i Koeffizienten, die in Tabellenform in [Sha65] angegeben sind, $x_{(i)}$ der jeweils i -te Wert der sortierten Rangfolge der Messwerte und \bar{x} der Mittelwert der Messwerte. Falls W einen kritischen Wert W_{krit} unterschreitet, gilt die Nullhypothese nicht, und es liegt keine Normalverteilung vor. Oftmals wird im Rahmen der Auswertung der sogenannte p -Wert angegeben, welcher abhängig vom Stichprobenumfang aus W berechnet werden kann und direkt angibt, ob die These der Normalverteilung abgelehnt werden muss oder nicht. Dazu muss der p -Wert unterhalb des geforderten Signifikanzniveaus liegen, also in diesem Fall unter 0,05. Andernfalls kann die Annahme einer Normalverteilung nicht verworfen werden.

Im Folgenden sind nun die statistischen Auswertungen einiger beispielhafter Messreihen, deren Rahmenbedingungen unterschiedlich waren, mit verschiedenen Stichprobengrößen $n = 20$ oder $n = 100$ dargestellt. Diese Datensätze werden auf die Nullhypothese der Normalverteilung hin untersucht. Das Signifikanzniveau ist auf $\sigma = 0,05$ festgelegt. Es werden fünf Messreihen mit 100 Messwerten und fünf Messreihen mit 20 Messwerten untersucht. Dabei werden zuerst die direkten Messwerte nach Shapiro-Wilk geprüft, anschließend die um die Ausreißer korrigierten Werte. Dazu werden alle Einzelwerte entfernt, welche um mindestens den doppelten Wert der Standardabweichung vom Mittelwert abweichen. Je Messreihe ist die Zahl der Ausreißer, die nicht in die korrigierte Auswertung mit einfließen, aufgeführt.

Die Ergebnisse in Tabelle 5.1 belegen, dass bei den Messungen des Abreißstroms in den meisten Fällen von einer Normalverteilung ausgegangen werden kann, wobei hier eine erhöhte Zahl an Messungen zu keiner erheblichen Verbesserung der Verteilung führen muss. Vielmehr können bei einer höheren Stichprobenzahl einzelne Ausreißer dazu führen, dass das statistische Verfahren noch sensibler reagiert und es zu einer Fehlinterpretation hinsichtlich der Verteilungsfunktion kommt, sodass hier

deskriptive Verfahren wie P-P-, Q-Q- oder Boxplots zusätzlich zum Einsatz gebracht werden sollten [Sch10]. Besonders letztere zeigen sehr übersichtlich die wichtigsten statistischen Kennwerte und stellen den Einfluss einzelner Ausreißer deutlich dar. Die Länge der *Box* wird als Interquartilsabstand bezeichnet und gibt den Bereich an, in dem 50 Prozent der Daten liegen. Die sogenannten *Antennen* kennzeichnen in dieser Darstellung die Minimal- und Maximalwerte. Abbildung 5.2 zeigt das Beispiel eines solchen Boxplots für die in Tabelle 5.1 erwähnte Messreihe Nr. 1, für welche es durch die Entfernung der Ausreißerwerte zu einer deutlichen Verbesserung des p-Wertes kommt. Außerdem ist die Wahrscheinlichkeitsverteilung gezeigt (Abbildung 5.3), anhand derer die Annäherung an eine Normalverteilung auch in grafischer Form deutlich sichtbar wird.

Tabelle 5.1: Statistische Auswertung von zehn Messreihen nach dem Shapiro-Wilk-Verfahren; Kontaktwerkstoffe: CuCr50 (1 bis 7), Cu (8 bis 10)

Nr.	n	L_1/L_2 in mH	$C_0/C_1/C_2$ in nF	R_1 in Ω	$\overline{i_{ch}}$ in A	σ in A	p- Wert	korr. σ p-Wert
1	100	0,13/0	0/0/0	2,0	1,76	0,41	0,001	0,53 (6)
2	100	0,13/0	0/0/0	0,2	1,61	0,40	0,0004	0,04 (5)
3	100	0,26/3,9	0/0/0	n.b.	1,79	0,23	0,24	0,09 (2)
4	100	0,26/3,9	0/0/1,0	n.b.	2,04	0,31	0,02	0,05 (8)
5	100	0,26/3,9	0/0/0,4	n.b.	1,93	0,31	0,16	0,07 (3)
6	20	0,13/3,9	0/0/1,0	n.b.	2,06	0,30	0,43	0,45 (1)
7	20	0,13/3,9	0/0/1,0	n.b.	2,01	0,19	0,68	0,39 (1)
8	20	0,26/3,9	0/0/1,0	n.b.	4,13	1,27	0,10	0,16 (1)
9	20	0,26/11,0	0/0/10,0	n.b.	7,24	1,52	0,17	0,14 (1)
10	20	0,26/11,0	0/0/1,0	n.b.	4,23	1,30	0,01	0,24 (2)

¹„n.b.“: nicht benutzt. Es wurde keine ohmsche Last angeschlossen.

²In Klammern ist die Zahl der entfernten Ausreißerwerte angegeben.

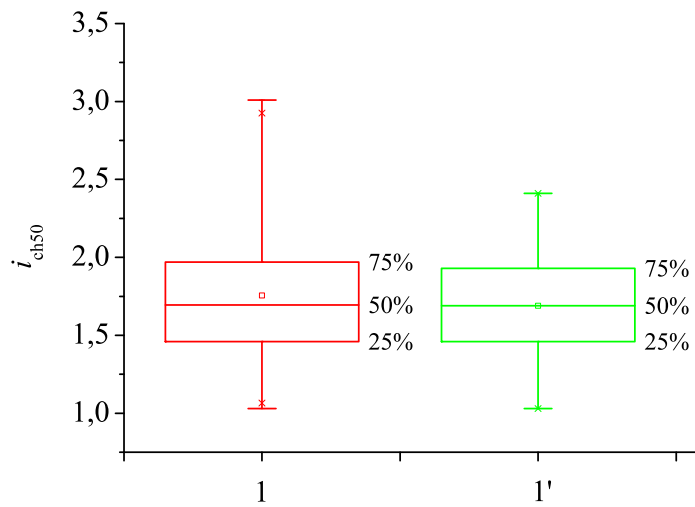
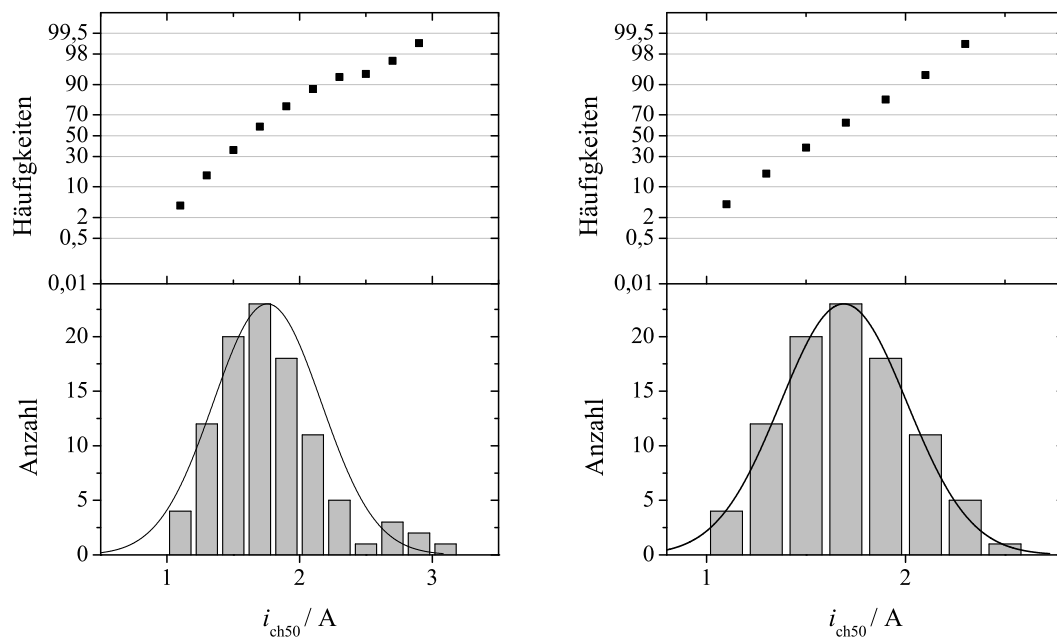


Abbildung 5.2: Boxplot-Darstellung für Messreihe Nr. 1 in ursprünglicher Form (1) sowie in um Ausreißer korrigierter Form (1')



(a) Messreihe 1 (nicht korrigiert)

(b) Messreihe 1 (Ausreißer entfernt)

Abbildung 5.3: Normalverteilungsdarstellungen für Messreihe Nr. 1

Aufgrund der Ergebnisse der statistischen Auswertungen werden die in den folgenden Abschnitten gezeigten und diskutierten Messreihen zunächst entsprechenden Korrekturen unterzogen. Sollten Messreihen extreme Ausreißer beinhalten, so werden diese separat diskutiert, sofern sie eindeutig nicht auf Messungenauigkeiten zurückzuführen sind.

5.3 Einfluss des Kontaktwerkstoffs auf das Stromabrissverhalten

Der aus der Literatur bekannte Einfluss des Kontaktwerkstoffs wurde in Abschnitt 2.6.3 bereits erörtert. Diese Daten sollen nun für einen Prüfkreis validiert werden, der sich an den üblichen Kreisen orientiert, welche in Lastschaltprüfungen zum Einsatz kommen. Bei diesen Untersuchungen wird der zuvor in Abschnitt 4.2.1 beschriebene Niederspannungsprüfkreis verwendet. Für verschiedene Kontaktmaterialien werden standardisierte Messreihen bei immer gleichen Randbedingungen durchgeführt. Der Parametersatz für diese Vergleichsmessungen ist: $C_0 = 1200 \text{ nF}$, $C_1 = 0$ (parasitär), $C_2 = 0$ (parasitär) / 0,5 / 1 / 10 / 25 / 50 nF, $L_1 = 0,26 \text{ mH}$, $L_2 = 0,9/3,9 \text{ mH}$. Durch den hohen Wert der Eingangskapazität C_0 , der durch die Kabelzuführung der Speisung vorgegeben ist, bestimmt die deutlich geringere, variable Kapazität von C_2 die für die Schwingung vor dem Abriss verantwortliche Gesamtkapazität C_g nach Gleichung (5.3) maßgeblich. Die Messungen werden für die zwei Gesamtstromstärken 150 und 630 A (eff.) durchgeführt. Jede Messreihe beinhaltet 20 Versuche, wobei anschließend die Normalverteilung mit einem Signifikanzniveau von 0,05 nach Shapiro-Wilk geprüft wird. Bei widerlegter Normalverteilung wird die Messreihe wiederholt. Als Kontaktmaterialien werden die in Tabelle 5.2 gezeigten Werkstoffe eingesetzt.

Dabei soll nur auf mögliche Unterschiede bezüglich des Stromabrissverhaltens für unterschiedlich hergestellte Werkstoffe eingegangen werden, ohne diese detailliert zu nennen. Die Ergebnisse für die Stromhöhen von 150 A bzw. 630 A besitzen eine besondere Aussagekraft, da sie die für Lastschaltanwendungen in Frage kommenden Kontaktmaterialien bei den nach Norm geforderten kritischen Kriterien ($\cos \varphi =$

Tabelle 5.2: Übersicht der verwendeten Kontaktmaterialien

Werkstoff	Detailbez.	Herstellungsverfahren	Symbol
Kupfer (sauerstofffrei)	Cu	—	A
Kupfer-Chrom	CuCr50 ¹	I	B
Edelstahl rostfrei	X5CrNi18-10 ²	—	C
Kupfer-Chrom	CuCr40 ¹	I	D
Kupfer-Chrom	CuCr25 ¹	II	E
Kupfer-Chrom	CuCr25 ¹	III	F
Kupfer-Chrom	CuCr25 ¹	IV	G
Kupfer-Chrom	CuCr40 ¹	V	H
Wolframcarbid-Silber	WCAg25 ³	—	I

0,3) für zwei typische Lastströme vergleichend darstellen.

Ähnlich zu den in Abschnitt 5.4.2 beschriebenen Untersuchungen zur Gesamtstromabhängigkeit soll zunächst ein genereller Überblick verschafft werden, indem für jeden der eingesetzten Kontaktwerkstoffe ein Abreißstrommittelwert von jeweils sechs Messreihen ($C_2 = 0,2$ (parasitär) / 0,5 / 1 / 10 / 25 / 50 nF) ermittelt wird, um einen möglichst großen Datensatz mit einzubeziehen. Abbildung 5.4 zeigt die Mittelwerte für verschiedene Materialien und die Effektivgesamtströme 150 und 630 A.

Es ist deutlich erkennbar, dass Kupfer (A) die höchsten Abreißströme bewirkt, wohingegen die Werte für die verwendeten Kupfer-Chrom-Verbundwerkstoffe (B, D, E, F, G, H) auf einem niedrigerem und untereinander sehr ähnlichen Niveau liegen. Ebenso liegen die Abreißströme des verwendeten Edelstahls (C) im Bereich derer von Kupfer-Chrom. Die extrem niedrigen Abreißströme von Wolframcarbid-Silber (I) bestätigen die Literaturangaben. Allgemein sind auch die Abreißströme bei höherer Gesamtstrombelastung niedriger.

Die dargestellten Ergebnisse zeigen aufgrund des gewählten Prüfkreises vergleichsweise geringe Abreißströme für sämtliche Materialien in Relation zu den aus der Literatur bekannten Werten. Um die Bedeutung einzelner Extremwerte und der gesamten Streuung bei einzelnen Messreihen besser hervorzuheben, wurden die Ergebnisse der Messreihen ($n = 20$) mit einem Gesamteffektivstrom von 150 A bei einer

¹Chromanteil in Gewichtsprozenten

²C: 0,05; Cr: 18; Ni: 10 (jeweils in Gewichtsprozenten)

³Silberanteil in Gewichtsprozenten

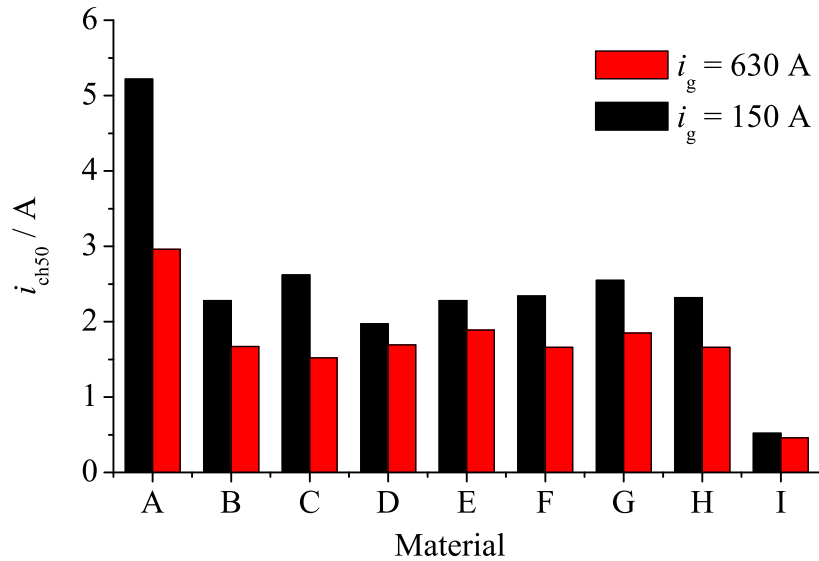


Abbildung 5.4: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} vom Kontaktmaterial für verschiedene Gesamtströme i_g

Lastkapazität von $C_2 = 50 \text{ nF}$ für sämtliche Kontaktwerkstoffe verglichen, da diese Bedingungen die kritischsten der geprüften Varianten darstellen.

Die Ergebnisse anhand von Abbildung 5.5 zeigen, dass für Kupfer (A) bei dieser Prüfkreisconfiguration mit Abreißströmen bis etwa 10 A gerechnet werden muss. Die höhere Streuung bei diesem Werkstoff drückt sich ebenso im großen Interquartilsabstand und in der Standardabweichung, welche bei 1,64 A liegt, aus. Diese beträgt für die anderen Materialien zwischen 0,1 und 0,9 A. Die Proben B, D und H weisen minimal bessere Werte auf als die vergleichbaren Cu-Cr-Verbindungen. Auch bei dieser Auswertung zeigt sich, dass Edelstahl (C) keine relevanten Nachteile gegenüber den übrigen Materialien (Ausnahme: Kupfer) hinsichtlich des Abreißstroms aufweist.

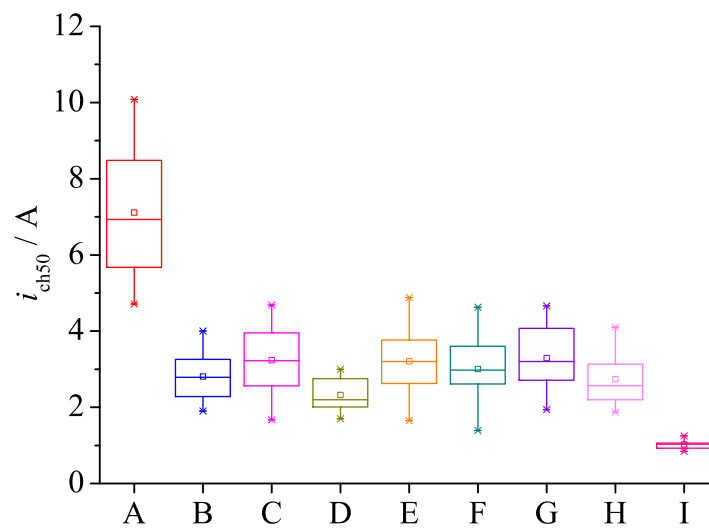


Abbildung 5.5: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} vom Kontaktmaterial für $i_g = 150$ A und $C_2 = 50$ nF

5.4 Einfluss der Kreisparameter auf das Stromabrissverhalten

Im folgenden Abschnitt wird auf den Einfluss des Leistungsfaktors, also der Art der Lastkonfiguration, der Strom- und Spannungshöhe sowie der Kreiselemente auf den Stromabriss eingegangen.

5.4.1 Leistungsfaktor

Der Leistungsfaktor ist für Schalterprüfungen ein bedeutendes Kriterium bei der Auslegung des Prüfkreises, da er den Anteil der Blindlast an der gesamten zu schaltenden Last definiert. In Abschnitt 4.2 wurde bereits bei der Beschreibung des Prüfkreises auf den Leistungsfaktor eingegangen, mit dem bei den vorliegenden Möglichkeiten Untersuchungen durchgeführt werden können. Im Wesentlichen beschränkt sich die Einstellung des Leistungsfaktors in diesem Teil der Untersuchung auf die Unterscheidung zwischen dem Ausschalten von resistiver Last ($\cos \varphi \approx 1$) und deutlich induktiver Last ($\cos \varphi = 0, 2 \dots 0, 3$).

Ausschalten von resistiver Last

Das Ausschalten einer resistiven Last mit einem hohen Leistungsfaktor von nahezu 1 lässt sich im in Abbildung 4.2 gezeigten Prüfkreis erreichen, indem die Induktivität L_2 und der damit verbundene Spulenwiderstand R_2 entfernt sowie der diskrete ohmsche Widerstand R_3 hinzugefügt werden. Genauso werden die weiteren induktiven und kapazitiven Kreiselemente entfernt, sodass diesbezüglich nur Streuinduktivitäten und -kapazitäten vorliegen. Einzige Ausnahme bildet die Eingangsinduktivität L_1 , welche mit einem Wert von $130\text{ }\mu\text{H}$ zur Strombegrenzung im lastseitigen Fehlerfall dient. Je nach Einstellung von R_3 werden Gesamtströme zwischen 40 und 950 A in der Sinusamplitude geprüft. Die Bogenzeit beträgt jeweils zwischen 3 und 5 ms. Abbildung 5.6 zeigt den typischen Verlauf eines Stromabrisses bei diesen Bedingungen. Deutlich zu erkennen ist der stufenförmige Prozess, mit dem der Strom gegen Null geht.

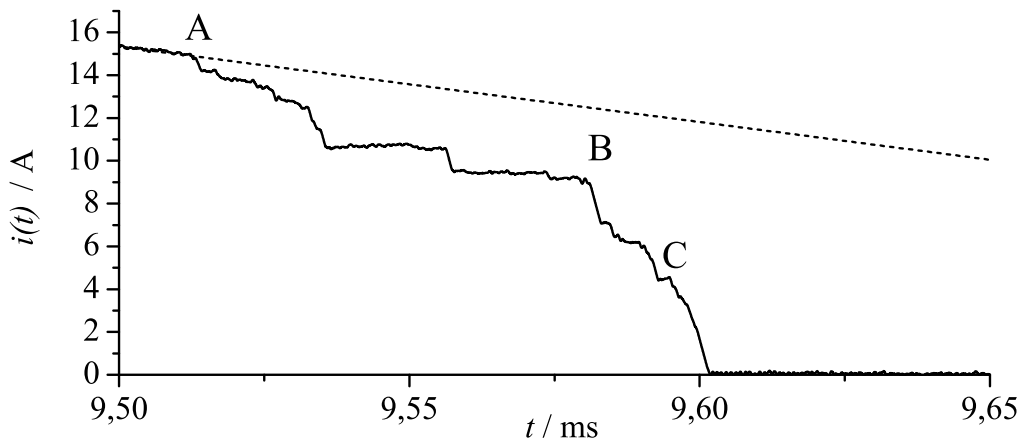


Abbildung 5.6: Typische Darstellung eines Stromabrisses bei resistiver Last (Kontaktmaterial: Kupfer, Gesamtstromamplitude: 140 A) mit prospektivem 50-Hz-Verlauf (gestrichelt)

Zum mit „A“ markierten Zeitpunkt beginnt der Strom instabil zu werden. Dieser Wert ist charakteristisch für das benutzte Kontaktmaterial und weitestgehend unabhängig von weiteren Parametern [Fro85b]. Für die Definition des Stromabrisses bei resistiver Last ist die angenommene Stromsteilheit entscheidend, mit welcher der letzte Abriss verläuft. So können sowohl die Stromwerte bei „B“ als auch bei „C“ als Abreißstrom definiert werden, was nicht zuletzt von der zeitlichen Auflösung der

verwendeten Messtechnik abhängt und damit die in der Literatur zu findenden Aussagen schwer verwertbar macht. In den hier verwendeten Untersuchungsmethoden sind die Abreißprozesse, die mit mindestens $0,8 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$ erfolgen, ausschlaggebend für den Abreißstromwert. Deutlich wird, dass für die resistive Lastausschaltung keine Schwingungen im Stromverlauf kurz vor dem Abriss auftreten, da diese durch den ohmschen Widerstand sofort gedämpft werden. Auf diese Oszillationen wird im nächsten Abschnitt näher eingegangen. Außerdem auffällig für den gezeigten Stromverlauf sind die flach und teilweise konstant verlaufenden Abschnitte nach einer vorangegangenen Instabilität. In [Sme86] wird von ähnlichen Verläufen berichtet. Dort wird dieses Phänomen mit den Lebenszeiten einzelner Fußpunkte in Verbindung gebracht. Jeder Fußpunkt wird demnach infolge einer Instabilität für einen bestimmten Zeitraum weiterhin und konstant mit Ladungsträgern versorgt, um einen gleichbleibenden Stromfluss zu ermöglichen. Bei Auftreten der nächsten Instabilität wechselt das Emissionszentrum an eine andere Stelle, die mit einer dann geringeren Anzahl an Ladungsträgern einen kleineren Stromfluss zur Folge hat. Die Lebenszeit im Beispiel von Abbildung 5.6 beträgt für die verwendete resistive Last von $R_3 = 2 \Omega$ etwa $25 \mu\text{s}$ und weniger. Dies widerspricht den Angaben in [Sme86], wo für eine solche Last eine Lebenszeit von etwa $200 \mu\text{s}$ für das ebenfalls verwendete Kontaktmaterial Kupfer angenommen wird. Daher werden die maximalen Lebenszeiten der Fußpunkte kurz vor dem Abriss für verschiedene resistive Lasten ausgewertet und mit denen aus der genannten Literatur verglichen. Abbildung 5.7 zeigt das Ergebnis für die Analyse mehrerer Messreihen. Enthalten sind die Auswertungen aller stufenförmigen Änderungen im Stromverlauf, die mindestens $3 \mu\text{s}$ andauern.

Es ist zu erkennen, dass längere Fußpunktlevenszeiten nicht kurz vor dem Abriss, sondern im Zeitraum zwischen 5 und $60 \mu\text{s}$ vor dem Erlöschen des Stroms zu erwarten sind. Längere Lebenszeiten und somit stabilere Bedingungen in der Kathodenfleckregion liegen für geringere Gesamtströme vor, sodass hier von einem Einfluss des Gradienten di/dt auf die Lebenszeit einzelner Kathodenflecken auszugehen ist. Jedoch muss ebenfalls berücksichtigt werden, in welchem Maße die Brenndauern einzelner Flecken vor dem Abriss vorliegen. Abbildung 5.8 gibt Aufschluss über die Wahrscheinlichkeit, mit der für die jeweilige Konfiguration eine Zahl n an verschiedenen stromtragenden Fußpunkten vor dem Stromabriss vorliegt.

Auch hier ist zu erkennen, dass ein geringerer Gesamtstrom zu einer höheren Zahl der Veränderungen der Emissionszentren führt. Dabei sind die Unterschiede zwischen

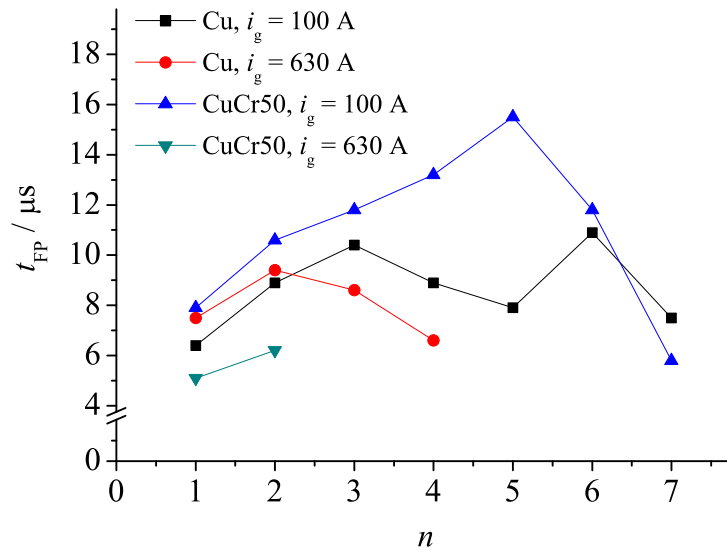


Abbildung 5.7: Fußpunktlebenszeiten t_{FP} bei der n -ten Stufe vor dem Stromabriss für die Kontaktmaterialien Cu und CuCr bei unterschiedlichen Gesamteffektivströmen $i_g = 100/630$ A

den Materialien wenig signifikant, mit Ausnahme der geringen Wahrscheinlichkeit für den Werkstoff CuCr bei einem Gesamtstrom von $i_g = 630$ A.

Ebenso werden die absoluten Stromabrisswerte für den Fall der resistiven Ausschaltung ausgewertet. Hierbei werden für diesen Lasttyp nur die Kontaktwerkstoffe Cu und CuCr50 untersucht (Abbildung 5.9), da der Schwerpunkt der Arbeit auf den später aufgeführten induktiven Ausschaltungen liegen soll. Die sonstigen Prüfkreisparameter orientieren sich an der bereits zuvor für die resistiven Ausschaltungen beschriebenen Konfiguration.

Für das Material CuCr50 sind die Abreißströme auch für diese Kreiskonfiguration erwartungsgemäß deutlich niedriger als bei Cu (siehe Tabelle 2.1). Es fällt die hohe Streuung der Messwerte bei der Verwendung von Kupfer auf. Dies ist ein für hohe Abreißströme typisches Phänomen, da insbesondere bei dem Kontaktmaterial Kupfer die Emissionszentren durch den im Vergleich zu CuCr ungehinderten Abfluss thermischer Energie besonders plötzlich erlöschen können. Für höhere Widerstände unter Verwendung von Kupfer sind keine Ergebnisse dargestellt, da bei den folglich kleinen Strömen und der noch größeren Streuung die Messwerte nicht mehr normalverteilt sind, sondern einer starken Linksschiefe unterliegen.

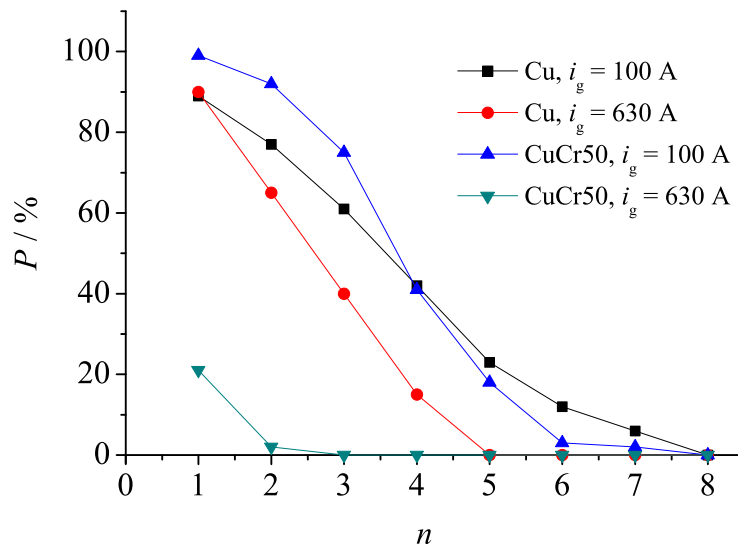


Abbildung 5.8: Existenzwahrscheinlichkeiten P einer n -ten Stufe vor dem Stromabriss für die Kontaktmaterialien Cu und CuCr bei unterschiedlichen Gesamteffektivströmen $i_g = 100/630 \text{ A}$

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass es auch für den verwendeten praxisrelevanten Prüfkreis zu den bekannten Abhängigkeiten des Abreißstroms vom verwendeten Kontaktmaterial kommt. Des Weiteren sind selbst geringe Lastwiderstände von $R_3 = 0,2 \Omega$ ausreichend, um jegliche nennenswerte Schwingung im Stromverlauf vor dem Nulldurchgang zu verhindern. Ebenso bleiben bei dem Ausschalten einer resistiven Last relevante Wiederkehrspannungen aus, da diese lediglich aus der parasitären Induktivität auf der Lastseite resultieren und zusätzlich durch den Widerstand gedämpft werden.

Ausschalten von induktiver Last

Für das Ausschalten einer induktiven Last finden im verwendeten Prüfkreis, welcher in Abbildung 4.2 gezeigt wird, alle Elemente mit Ausnahme von R_3 Anwendung. Dabei dient die Spule L_2 der Einstellung der Gesamtstromstärke, da diese in ihrem Induktivitätswert aufgrund der Normvorgaben deutlich größer dimensioniert sein muss als die Induktivität der Spule L_1 . Außerdem ist L_2 gemäß Gleichung (2.9) mitunter ausschlaggebend für die Höhe der Wiederkehrspannung. Der Einfluss der

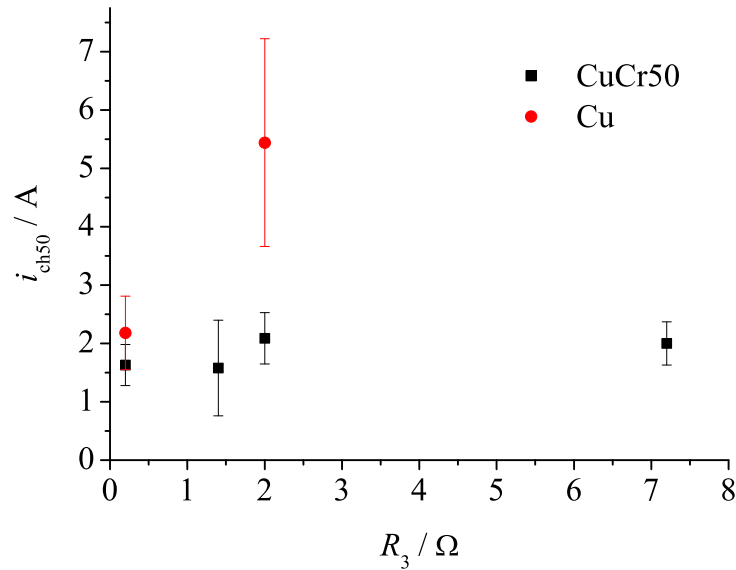


Abbildung 5.9: Abreißströme für verschiedene resistive Lasten und Kontaktmaterialien

weiteren Parameter ist Gegenstand der folgenden Abschnitte, sodass an dieser Stelle lediglich auf die grundsätzlichen Phänomene beim Ausschalten einer induktiven Last eingegangen werden soll.

Sobald der Draufscharter zugeschaltet wird, fließt der 50-Hz-Strom nahezu vollständig durch den Prüfscharter und die angeschlossene Lastspule L_2 . Der Stromfluss durch den lastseitigen Kondensator C_2 ist aufgrund der sehr hohen Impedanz zu vernachlässigen. Nähert sich nun der Strom seinem Nulldurchgang an, so kommt es ab einem bestimmten Stromwert, welcher wie zuvor beschrieben vor allem abhängig vom Kontaktmaterial ist, zu Instabilitäten im Stromverlauf. Diese sind wiederum mit hohen Änderungsraten des Stroms, also einem hohen di/dt verbunden. Diese Pulse sind in der Lage, angeschlossene Schwingkreise anzuregen. Im Gegensatz zu dem zuvor beschriebenen resistiven Prüfkreis existiert nun mit Ausnahme des Leitungswiderstands keine stark dämpfende Komponente. Die angeregten Oszillationen klingen nach kürzester Zeit in Abhängigkeit der Kreisparameter wieder ab, wonach weitere Schwingungsperioden durch erneute Instabilitäten hervorgerufen werden. Dieser Vorgang setzt sich bis zum Erlöschen des Stroms fort. In Abbildung 5.1 wurde ein solcher Verlauf bereits vorgestellt. Sowohl Frequenz als auch Dauer und Amplituden dieser oszillierenden Phasen im Stromverlauf sind vom Prüfkreis abhängig. Sind

die dadurch entstehenden hochfrequenten Stromspitzen deutlich genug ausgeprägt, können sie den Gesamtstrom zu Null machen und zum vorzeitigen Stromabriss führen. Dazu dürfen sich zu diesem Zeitpunkt nicht mehr zu viele Ladungsträger im Bereich des Kathodenfußpunkts befinden, was bspw. durch verhältnismäßig niedrige Schwingfrequenzen erreicht wird. Diese halten den Ladungsträgerfluss im relevanten Zeitbereich, in dem der Strom fast Null ist, niedrig. Dies bedeutet, dass für hohe Frequenzen der Oszillationen die Löschfähigkeit des Vakuumschalters nicht ausreichend ist und der Strom folglich nicht abreißt.

Die Auswertung der gemessenen HF-Schwingungen vor dem Abriss für zahlreiche unterschiedliche Prüfkreiseinstellungen zeigt, dass im Wesentlichen ein Teilschwingkreis für diejenigen Schwingungen verantwortlich ist, welche den Stromabriss herbeiführen können. Dieser Kreis setzt sich aus der Speisespule L_1 , dem Prüfschalter sowie den Kondensatoren C_0 und C_2 zusammen. Abbildung 5.10 zeigt den reduzierten Prüfkreisabschnitt mit demjenigen Schwingkreis, in dem die hochfrequenten Stromanteile fließen.

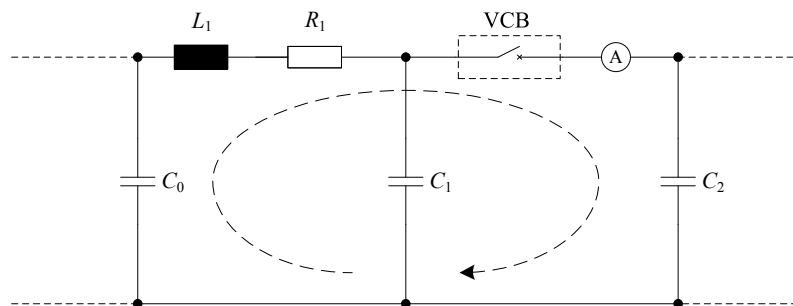


Abbildung 5.10: Für das Schwingverhalten vor dem Stromabriss relevanter Prüfkreisabschnitt

Zwar existieren weitere Schwingkreise, welche etwa die Speisequelle, die Kapazität direkt vor dem Prüfschalter (C_1) oder die Lastspule L_2 beinhalten, doch sind diese im Vergleich zum gezeigten Kreis zunächst vernachlässigbar, was ihren Effekt auf die Schwingungen vor dem Stromabriss betrifft. So kann bspw. ein geschlossener Stromkreis aus den Kondensatoren C_1 und C_2 sowie dem Prüfschalter und der Leitungsinduktivität gebildet werden. Die entstehende Frequenz ist aufgrund des geringen induktiven Anteils jedoch so hoch, dass sich in nur wenigen Fällen überhaupt eine überlagerte, zweite Oberschwingung ausbildet, welche aufgrund ihrer geringen Amplitude jedoch keinen Einfluss auf den Stromabriss nimmt. Ein solches Beispiel stellt Abbildung 5.11 dar. Der dort gezeigte Verlauf wurde mithilfe des in Abschnitt

4.3 vorgestellten Prüfkreises bei einer Speisespannung von 1,3 kV und einem Gesamtstrom von 150 A (Scheitelwert) gemessen. Die weiteren Parameter sind: $C_0 = 47 \text{ nF}$, $C_1 = 0$ (parasitär), $C_2 = 1 \text{ nF}$, $L_1 = 3,9 \text{ mH}$, $L_2 = 22 \text{ mH}$. Die niederfrequenteren Schwingungskomponente hat in diesem Fall eine Frequenz von $f_1 = 84 \text{ kHz}$. Dies lässt sich unter Vernachlässigung des Leitungswiderstandes aufgrund des bekannten Zusammenhangs

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_g} - \frac{R_L^2}{L_1}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_g}} \quad (5.2)$$

mit

$$C_g = \frac{C_0 \cdot C_2}{C_0 + C_2} \quad (5.3)$$

nachvollziehen.

Dagegen besitzt die überlagerte zweite Frequenz einen deutlich höheren Wert von $f_2 \approx 2 \text{ MHz}$. Dieser resultiert aus den vorliegenden parasitären Kreiselementen (C_0 sowie die Leitungsinduktivität). Die Komponente mit höherer Frequenz besitzt jedoch in den meisten Fällen nur sehr geringe Amplituden und zeigt sich nur auffällig, falls die Frequenz f_1 der Grundschwingung wie im genannten Beispiel mit unter 100 kHz durch hohe Werte von L_1 und C_g vergleichsweise niedrig ist. Auf die verschiedenen Arten von Schwingungen und ihren Einfluss auf den Stromabriss wird nach den folgenden Untersuchungen zu den einzelnen Parametern zusammenfassend in Abschnitt 5.5 eingegangen.

5.4.2 Stromhöhe

Der Einfluss der Gesamtstromhöhe auf den Stromabriss ist in [Din03b] für einen Prüfkreis dargestellt, bei dem ein RLC -Glied dem Prüfschalter parallel geschaltet ist. Der dort untersuchte Gesamtstrombereich liegt zwischen 300 und 1050 A. Dabei sinkt der Abreißstrom je nach Kontaktmaterial um 40 bis 54 Prozent, wenn der Gesamtstrom im Amplitudenwert von 300 auf 1050 A steigt.

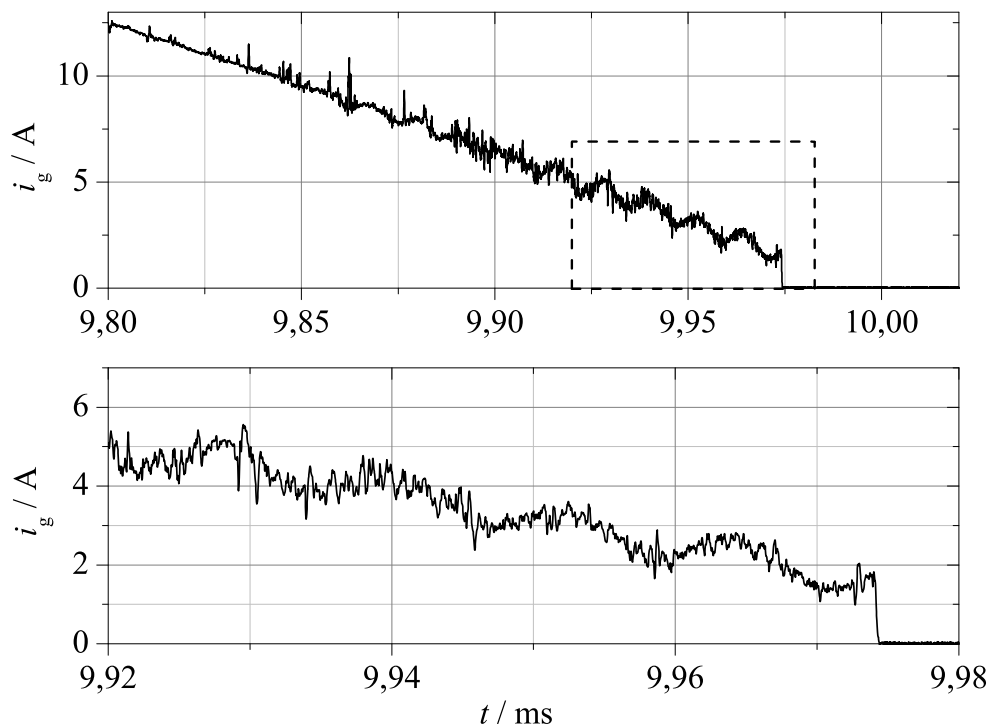


Abbildung 5.11: Darstellung eines typischen Stromverlaufs für überlagerte Stromkomponenten verschiedener Schwingkreise; oben: Übersichtsdarstellung, unten: vergrößerte Darstellung für oben markierten Bereich

Der Strom wird in der Arbeit nach [Din03b] über die Ladespannung der speisenden Kondensatorbank eingestellt. Um den Effekt der Stromhöhe in diesem Ausmaß für den in dieser Arbeit gewählten Prüfkreis widerzuspiegeln, wird ebenfalls die Stromhöhe variiert. Für diese Untersuchung wird zunächst der Mittelspannungsprüfkreis mit einstellbarem Speisetransformator gewählt. Auch hier kann die gewünschte Stromhöhe bei konstanter Lastinduktivität über die Einstellung der Speisespannung erreicht werden. Die Parameter lauten dabei: $C_0 = 47 \text{ nF}$, $C_1 = 0$ (parasitär), $C_2 = 1 / 5 / 10 / 25 / 50 \text{ nF}$, $L_1 = 8 \text{ }\mu\text{H}$, $L_2 = 22 \text{ mH}$. Für jeden der fünf angegebenen Werte für C_2 werden 20 Versuche (Bogenzeit: 6-7 ms) durchgeführt und der Mittelwert der insgesamt 100 gemessenen Abreißströme je Kontaktmaterial und Gesamtstromwert gebildet, um Streueffekte zu minimieren. Die Ergebnisse in Abbildung 5.12 zeigen, dass auch für die hier durchgeführten Untersuchungen die Abreißströme für höhere Gesamtströme sinken.

Aufgrund des Prüfkreisbaus ist der maximal mögliche Strom geringer als bei den

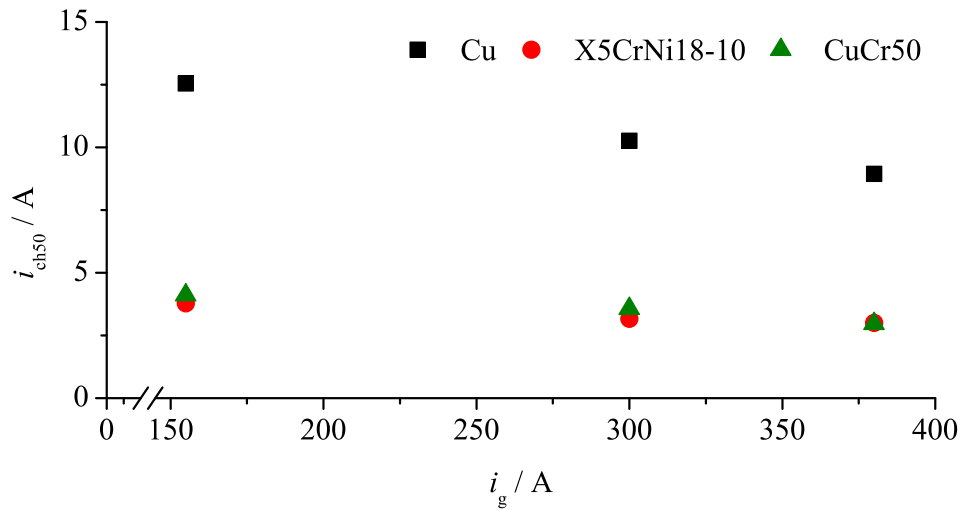


Abbildung 5.12: Einfluss der Gesamtstromhöhe i_g auf den Abreißstrom i_{ch50} für verschiedene Kontaktmaterialien (gemessen im Mittelspannungsprüfkreis)

Untersuchungen in [Din03b]. Trotzdem zeigt sich auch für niedrige Ströme eine größenordnungsmäßig ähnliche Abhängigkeit. Während in der Arbeit von Ding et al. für Kupfer der Abreißstrom um 40 Prozent bei 3,5-facher Gesamtstromerhöhung sinkt, beträgt dieser Wert hier 28 Prozent bei 2,5-facher Anhebung des Gesamtstroms. Zu diskutieren bleibt, inwieweit bei diesen Ergebnissen die Gesamtstromstärke eine Rolle spielt, da zur Einstellung der Stromstärke jeweils die Speisespannung verändert wird, welche möglicherweise auch Einfluss auf die Prozesse des Stromabrisses nimmt. Zur Klärung wird die Abhängigkeit von der Gesamtstromhöhe auch im Niederspannungsprüfkreis validiert, in welchem die treibende Spannung konstant gehalten und der Strom durch die entsprechende Dimensionierung der Spule L_2 vorgegeben wird. Der Einfluss der Spule L_2 auf die den Stromabriss herbeiführenden Phänomene ist vernachlässigbar, da sie kein Element des relevanten Schwingkreises darstellt (siehe Abschnitt 5.4.1). Bei diesen Versuchen werden standardmäßig die Stromscheitelwerte 220 und 890 A vorgegeben. Die Prüfkreisparameter werden bei einer Bogenzeit von 6-7 ms folgendermaßen eingestellt: $C_0 = 0$ nF (parasitär), $C_1 = 0$ (parasitär), $C_2 = 1 / 5 / 25 / 50$ nF, $L_1 = 260$ μ H, $L_2 = 0,9 / 3,9$ mH. Wie zuvor werden je Kapazitätswert für C_2 20 Versuche durchgeführt und je Kontaktmaterial und Stromwert der Mittelwert des Abreißstroms angegeben.

Die Ergebnisse nach Abbildung 5.13 zeigen, dass auch für eine konstante Spannungs-

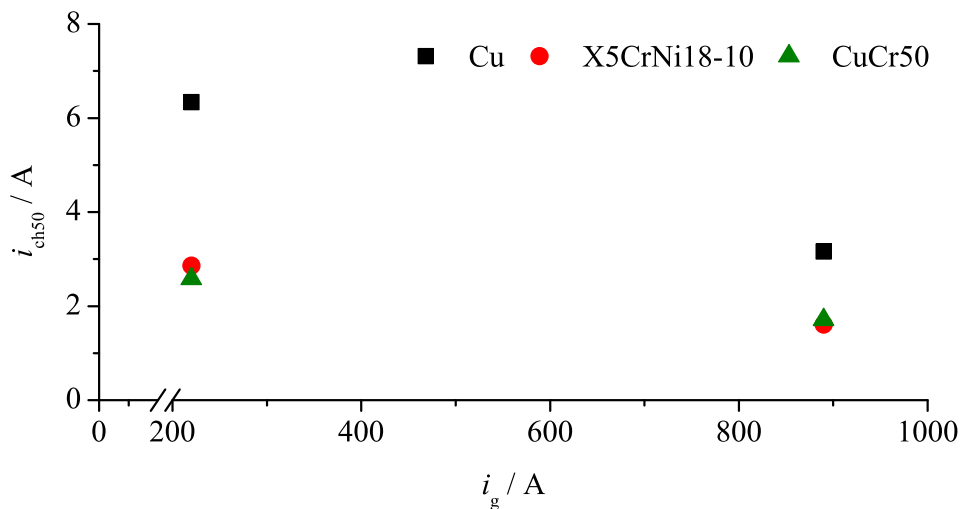


Abbildung 5.13: Einfluss der Gesamtstromhöhe i_g auf den Abreißstrom i_{ch50} für verschiedene Kontaktmaterialien (gemessen im Niederspannungsprüfkreis)

quelle die erwartete Gesamtstromabhängigkeit zum Tragen kommt. Für einen um den Faktor vier höheren Strom ergibt sich z. B. für Kupfer ein um 50 Prozent niedrigerer Abreißstrom. Dies stimmt mit den zuvor gezeigten Ergebnissen bezüglich des relativen Einflusses der Stromhöhe nahezu überein.

Den physikalischen Hintergrund dieses Phänomens zeigt die Wechselwirkung zwischen Ladungsträgerdichte und Kathodenoberflächentemperatur, die zuvor anhand von Gleichung (2.2) vorgestellt wurde. Höhere Gesamtströme führen aufgrund des thermischen Energieeintrags zu größeren Temperaturen an der Oberfläche der Kathode. Dies begünstigt gemäß der genannten Gleichung die maximale Elektronenstromdichte für einen Fußpunkt, der somit für längere Zeit Ladungsträger für die Aufrechterhaltung des Metaldampfbogens zur Verfügung stellen kann. Folglich verzögert sich der aus Ladungsträgermangel resultierende Abriss, wodurch es zu reduzierten Abreißstromwerten kommt.

Um die Ergebnisse untereinander und mit denen von Ding et al. besser vergleichbar zu machen, wird nun eine Normierung durchgeführt, die sich sowohl auf die Gesamtstromstärken als auch auf Abreißströme bezieht. Ziel ist es, die Ergebnisse mit denen aus der Literatur zu vergleichen und zu validieren, falls es in den überlappenden Abschnitten, in denen bei gleichen Gesamtströmen gemessen wurde, zu ähnlichen Tendenzen im Kurvenverlauf kommt. Die Gesamtstromstärke wird auf

den Maximalwert sämtlicher vorliegender Untersuchungen, also 1050 A, normiert, sodass sich hier der angepasste Wert $N_{i,g} = i_{g(n,m)} / i_{g(\max)}$ ergibt. Dabei ist $i_{g(i,j)}$ der j -te Gesamtstrom der insgesamt m verschiedenen Gesamtströme für eine bestimmte Prüfanordnung i (bei n verschiedenen Anordnungen). Es gibt insgesamt $n = 6$ verschiedene Prüfkfigurationen: die Untersuchungen von Ding et al. sowie die hier gezeigten Messungen mithilfe des Nieder- und Mittelspannungsprüfkreises, jeweils mit den unterschiedlichen Kontaktwerkstoffen Cu und CuCr50. Für jede Prüfkfiguration werden Messungen bei m unterschiedlichen Gesamtströmen i_g durchgeführt. Ding et al. zeigen Ergebnisse für $i_g = 300/450/600/750/900/1000$ A ($m = 6$). Im Niederspannungsprüfkreis werden die Ströme 220 und 890 A ($m = 2$) untersucht, im Mittelspannungsprüfkreis 150, 300 und 380 A ($m = 3$). Somit lässt sich je Messreihe (i, k) ein auf den Abreißstrommaximalwert der jeweiligen Konfiguration (i) bezogener Normwert zu $N_{i, \text{ch}} = k \cdot i_{\text{ch}(i,j)} / i_{\text{ch}, \max(i,1\dots m)}$ berechnen. Der Faktor k erlaubt die Verschiebung einzelner Kurven in vertikaler Richtung, was durch die verschiedenen Kreiskonfigurationen, die ihrerseits Einfluss auf die absolute Höhe des Abreißstroms nehmen, erlaubt ist. Abbildung 5.14 zeigt den Zusammenhang beider Normgrößen für die verschiedenen Prüfungen.

Für die Messreihen im Mittelspannungsprüfkreis wurde eine Korrekturverschiebung mit $k = 1,2$ durchgeführt, für die Ergebnisse der Niederspannungsmessungen mit $k = 1,1$. Durch die in den Überlappungsregionen der einzelnen Kurven vergleichbare Steigung derselben können die Ergebnisse aus den Niederspannungsversuchen mit denen von Ding et al. zufriedenstellend validiert werden. Grundsätzlich unterschiedliche Steigungen der dargestellten Kurven würden einen Widerspruch darstellen. Es ist erkennbar, dass die im Mittelspannungsprüfkreis durchgeführten Versuche eine etwas höhere (negative) Steigung aufweisen. Darauf soll im folgenden Abschnitt näher eingegangen werden.

5.4.3 Spannungshöhe

Die Art und die Höhe der speisenden Spannung beeinflusst das an den Elektrodenoberflächen des Prüfschalters anliegende Potential. Dieses wirkt sich auf die Feldstärke innerhalb der Entladungszonen in der Schaltröhre in der Phase des Abrisses und somit unter Umständen auch auf die Ladungsträgerbereitstellung innerhalb der Fußpunktregion aus. Somit erscheint ein genereller Effekt der Speisespannung im

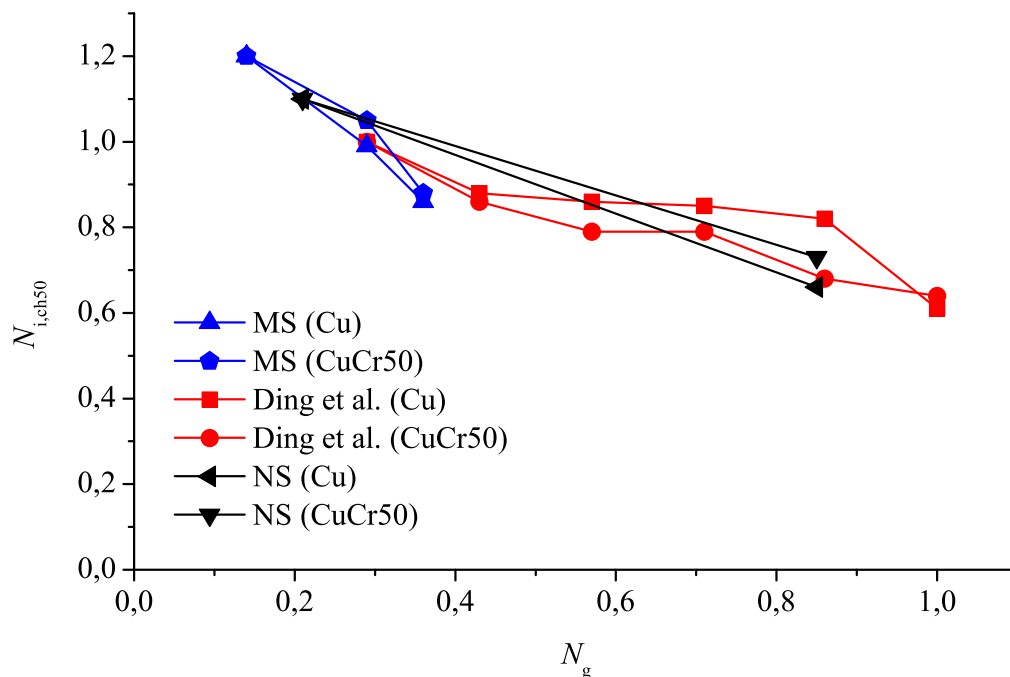


Abbildung 5.14: Normierte Darstellung des Einflusses der Gesamtstromhöhe i_g auf den Abreißstrom i_{ch50} für Untersuchungen im Niederspannungsprüfkreis (NS), im Mittelspannungsprüfkreis (MS) und vergleichend mit Literaturangaben durch Ding et al.[Din03b]

Hinblick auf den Stromabriss möglich, weshalb dies hier näher erörtert werden soll. Die Variation der Speisespannung und somit die Untersuchung ihres Einflusses auf den Stromabriss ist für die in Kapitel 4 gezeigten Prüfmöglichkeiten nur bei Verwendung einer variablen Speisequelle möglich. Folglich kommt für die Klärung dieser Fragestellung nur der Mittelspannungsprüfkreis in Frage, dessen Speisetransformator stufenlos regelbar ist. Problematisch ist dabei aber, dass sich durch die Variation der Speisespannung bei gleichbleibender Last auch der Gesamtstrom ändert, der seinerseits den zuvor gezeigten Einfluss auf den Stromabriss ausübt. Aus der Darstellung in Abbildung 5.14 wird aber deutlich, dass für den Fall der Mittelspannungsprüfungen, bei denen die Spannungshöhe mit der Variation des Gesamtstroms ebenso variabel ist, die Tendenz zu niedrigeren Abreißströmen bei höheren Strömen und somit Speisespannungen geringfügig ausgeprägter ist. Nun soll geklärt werden, ob dies ein genereller Effekt ist oder ob diese Erscheinung im Rahmen der Messunsicherheit liegt. Dazu wird im Mittelspannungsprüfkreis die Lastspule L_2 , die wie zuvor

einen Induktivitätswert von 22 mH besitzt, mit einem zusätzlichen Abgriff bei 9 mH versehen. Somit kann durch Anpassung der Speisequelle für beide Lastbedingungen ein konstanter Strom bei unterschiedlich hoher Spannung eingestellt werden. Dies wird für 100 und 200 A unter Verwendung von Kupfer als Kontaktmaterial durchgeführt. Die weiteren Prüfkreisparameter betragen: $C_0 = 47$ nF, $C_1 = 0$ (parasitär), $C_2 = 10$ nF und $L_1 = 0,9$ mH. Je Messreihe werden 20 Versuche durchgeführt, wobei jede dieser Reihen eine Normalverteilung nach dem Shapiro-Wilk-Test aufweist. Die Ergebnisse mit Angabe der jeweiligen Standardabweichung zeigt Abbildung 5.15.

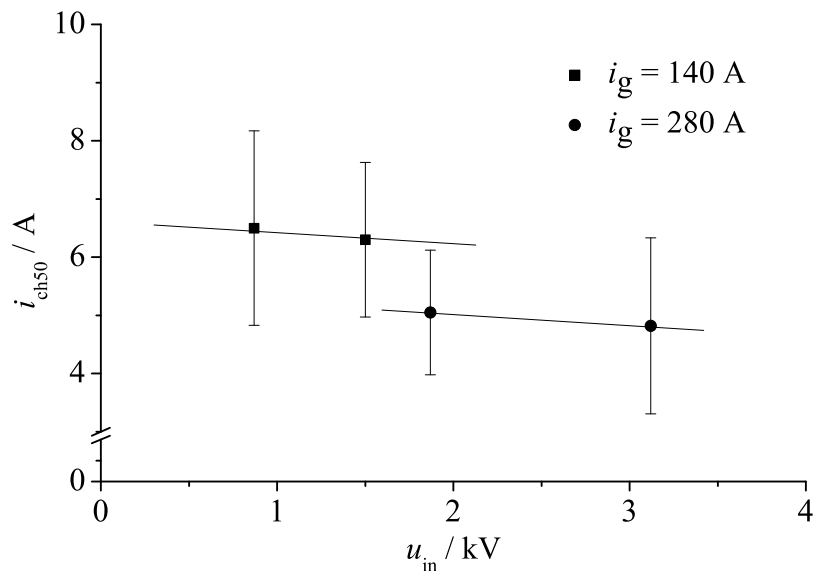


Abbildung 5.15: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} von der speisenden Spannung u_{in} für verschiedene Gesamtströme i_g

Der bereits zuvor beschriebene Effekt der Gesamtstromhöhe auf den Stromabriss ist auch hier deutlich zu erkennen. Die Abhängigkeit des Abreißstroms von der Speisespannung ist dagegen für eine konstante Stromhöhe nur gering, bestätigt aber die Tendenz, die bereits in Abbildung 5.14 abzulesen war. Trotzdem kann hier die Vermutung, dass die treibende Spannung im Falle einer Verdoppelung des Wertes den Stromabriss deutlich beeinflusst, nicht bestätigt werden. Die im Vergleich zu Abbildung 5.12 auffällig geringeren Abreißströme resultieren aus den veränderten Kreisparametern, insbesondere der größeren Induktivität der Spule L_1 . Auf deren Einfluss wird detailliert in Abschnitt 5.4.5 eingegangen.

5.4.4 Lastkapazität

Bereits im vorherigen Abschnitt wurde der Einfluss der Lastkapazität C_2 auf das Stromabrissverhalten kurz angedeutet. Dabei muss diese Kapazität in zweifacher Weise berücksichtigt werden: Einerseits beeinflusst sie das Verhalten und die Lebensdauer des Metaldampfbogens kurz vor dem Stromnulldurchgang, worauf der Fokus in diesem Abschnitt liegen soll. Andererseits ist sie direkt für die Höhe der entstehenden Überspannung auf der Lastseite verantwortlich. Im Zusammenspiel mit dem Wert des Abreißstroms sowie der Lastinduktivität L_2 bestimmt sie nach Gleichung (2.9) die Amplitude der Wiederkehrspannung maßgeblich. Was den Abreißstrom betrifft, muss jedoch weiter differenziert werden, da die Schwingungen und Instabilitäten vor dem Abriss nicht durch C_2 alleine, sondern durch die gesamte Kapazität C_g im Schwingkreis nach Abbildung 5.10 beeinflusst werden.

Zunächst werden daher im Niederspannungsprüfkreis wie zuvor beschrieben Untersuchungen bei einem vergleichsweise hohen Wert für C_0 (1200 nF) durchgeführt, sodass die parallele Lastkapazität von C_2 , welche im Bereich zwischen 200 pF und 50 nF variiert wird, nahezu alleinbestimmend hinsichtlich des Wertes von C_g ist. Die Kreisparameter betragen hierbei: $C_0 = 1200$ nF, $C_1 = 0$ (parasitär), $C_2 = 0,2$ (parasitär)/0,5/1/10/25/50 nF, $L_1 = 0,26$ mH, $L_2 = 3,9$ mH (Effektivgesamtstrom: 150 A).

Die Ergebnisse anhand von Abbildung 5.16, welche die Abhängigkeit des Abreißstroms von der Kapazität C_2 zeigt, verdeutlichen, dass für steigende Lastkapazitäten bei sonst konstanten Bedingungen höhere Abreißströme erwartet werden können. Dieser Trend setzt sich mit größer werdendem C_2 nicht dauerhaft fort, sondern geht ab etwa 25 nF in einen Sättigungseffekt über, der aus der Korrelation von C_2 und C_0 resultiert. Dies ist besonders anschaulich am Verlauf bei der Verwendung von Kupfer als Kontaktwerkstoff zu erkennen. Dieser aus der Literatur bekannte Zusammenhang soll nun in Einklang mit der Speisekreiskapazität gebracht werden, was im folgenden Abschnitt erfolgt.

5.4.5 Speisekreiselemente

Während in den früheren in der Literatur beschriebenen Untersuchungen zumeist einfache Prüfkreise genutzt wurden, bei denen dem Prüfschalter ein Kondensator

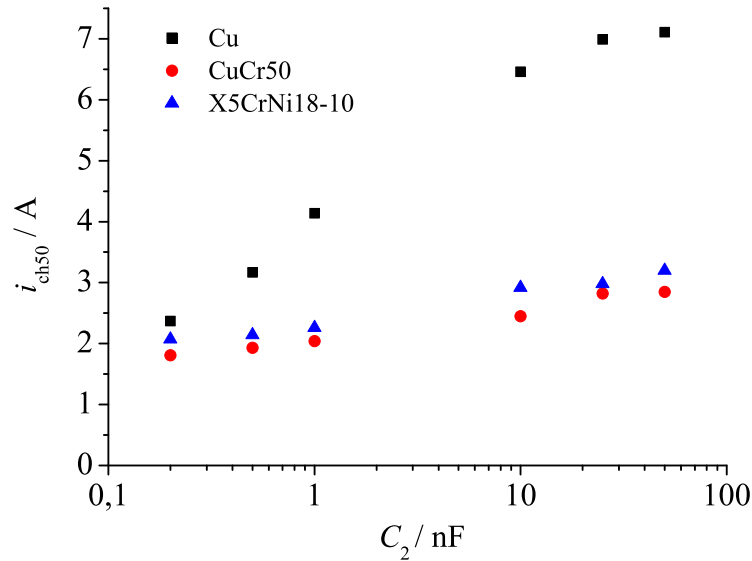


Abbildung 5.16: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} von der Lastkapazität C_2 für verschiedene Kontaktmaterialien

oder ein RLC -Glied parallel geschaltet war, muss beim hier verwendeten Kreis zwischen Speise- und Lastkreis deutlich unterschieden werden. Wie bereits erwähnt, ist die lastseitige Konfiguration aus L und C neben dem Wert von i_{ch50} für die sich einstellende TRV nach dem Stromabriss verantwortlich. Dagegen bestimmen die in Abbildung 5.10 dargestellten Elemente des Schwingkreises letztlich die Höhe des Abreißstroms und damit auch indirekt die Höhe der Wiederkehrspannung. Der direkte Zusammenhang zwischen diesen Speisekreiselementen soll zunächst an dieser Stelle erörtert werden, bevor in Abschnitt 5.5 auf die allgemeinen Phänomene, die aus unterschiedlich dimensionierten Schwingkreisparametern resultieren, eingegangen wird.

Als zentrale Speisekreiskapazität gilt der Kondensator C_0 , der zusammen mit der Speisekreisspule L_1 , dem Prüfschalter und dem Lastkreiskondensator C_2 einen geschlossenen Schwingkreis bildet. Diese Annahme kann zunächst durch eine Variation der Werte von C_0 und C_2 bestätigt werden, wonach bei gleichbleibender Größe von C_g nach Gleichung (5.3) auch die Frequenz der sich einstellenden Schwingung vor dem Stromabriss konstant bleibt. Dass allein die Höhe der Frequenz und nicht die Aufteilung der Kapazität auf Speise- und Lastseite für die Höhe des Stromabrisswertes verantwortlich ist, zeigt Abbildung 5.17. Für die dortige Untersuchung wur-

den im Mittelspannungsprüfkreis Messreihen für verschiedene Werte von C_0 und C_2 durchgeführt. Die Speisespannung betrug 1,3 kV (bei Lastfluss), und das verwendete Kontaktmaterial war Kupfer. Je Messreihe wurden $n = 20$ Versuche durchgeführt und der Mittelwert berechnet.

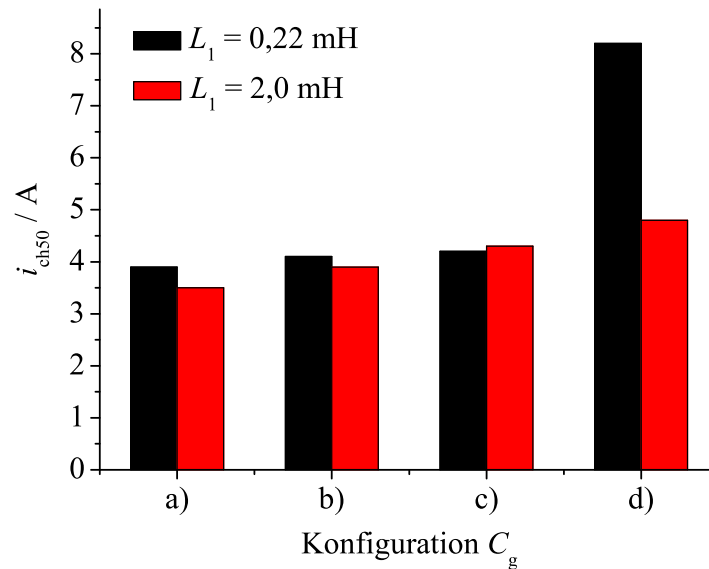


Abbildung 5.17: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} von der Konfiguration der Gesamtkapazität C_g des Schwingkreises a): $C_0 = 1 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$; b): $C_0 = 1 \text{ nF}$, $C_2 = 50 \text{ nF}$; c): $C_0 = 50 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$; d): $C_0 = 50 \text{ nF}$, $C_2 = 50 \text{ nF}$)

Für die Konfiguration a), deren Gesamtkapazität des Schwingkreises 0,5 nF beträgt, sind die gemessenen Abreißströme am niedrigsten. Die Konfigurationen b) und c) weisen jeweils dieselbe Gesamtkapazität auf ($\sim 1 \text{ nF}$), was sich auch bei den vergleichbaren Ergebnissen für i_{ch50} zeigt. Die größte Kapazität (d) mit 25 nF hat auch die höchsten Abreißströme zur Folge, was den im vorherigen Abschnitt gezeigten Trend bestätigt. Außerdem ist zu erkennen, dass besonders für große Kapazitäten die Speiseinduktivität einen großen Einfluss auf das Stromabrissverhalten ausübt. Deren Bedeutung wird in separaten Versuchen näher untersucht. Dabei werden für L_1 verschiedene Spulen verwendet, wodurch die Induktivitätswerte von 8 μH bis 3,9 mH variiert werden können. Die Versuche werden jeweils für $C_2 = 1 \text{ nF}$ und $C_2 = 25 \text{ nF}$ durchgeführt. Die übrigen Bedingungen entsprechen denen der vorherigen Versuchsbeschreibung.

Anhand der in Abbildung 5.18 dargestellten Resultate lässt sich ein fallender Abreiß-

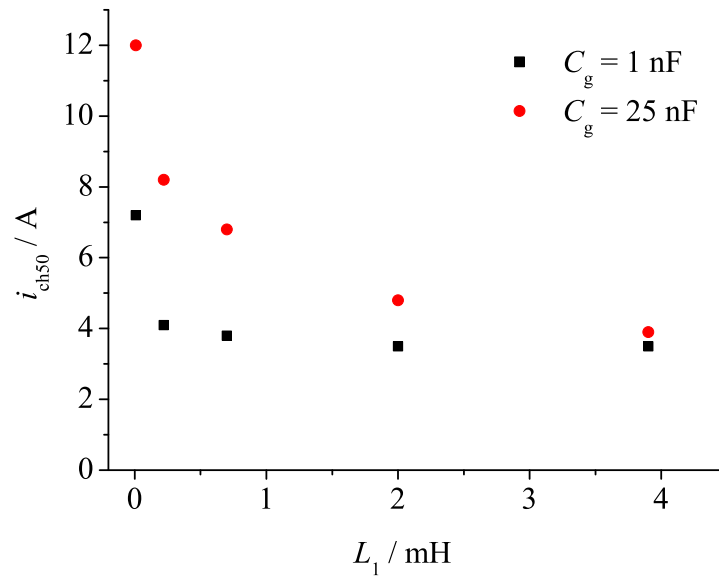


Abbildung 5.18: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} von der Speiseinduktivität L_1

strom für größer werdende Speiseinduktivitäten erkennen. Für Induktivitätswerte von 4 mH und höher nähern sich beide gezeigten Verläufe an, sodass die Kapazität bei solch hohen Eingangsinduktivitäten keine relevante Rolle mehr zu spielen scheint. Das Zusammenspiel beider Größen wird im Folgenden näher behandelt.

5.5 Bedeutung der Instabilitäten vor dem Abriss

Die Bedeutung der einzelnen Elemente des Prüfkreises wurde in den vorangegangenen Abschnitten erörtert. Nun sollen deren Einflüsse in einen Zusammenhang gebracht werden und die Ergebnisse mit praxisrelevanten Beispielen verglichen werden. Zunächst wird jedoch auf die Formen des Stromabrisses eingegangen, die für bestimmte Konfigurationen des beschriebenen Schwingkreises charakteristisch sind. Dazu sind für die Kombinationen der Extremwerte von C_g und L_1 die Stromverläufe vor dem Abriss zusammengestellt, die alle unter Verwendung des Mittelspannungsprüfkreises bei einer Speisespannung von 1,3 kV (bei Lastfluss) und einem Strom von 150 A ($L_2 = 22 \text{ mH}$) durchgeführt wurden (Kontaktmaterial: Kupfer). Es wurden lediglich die Schwingkreiselemente geändert, wodurch es zu den in Abbildung 5.19 gezeigten unterschiedlichen Verläufen kam.

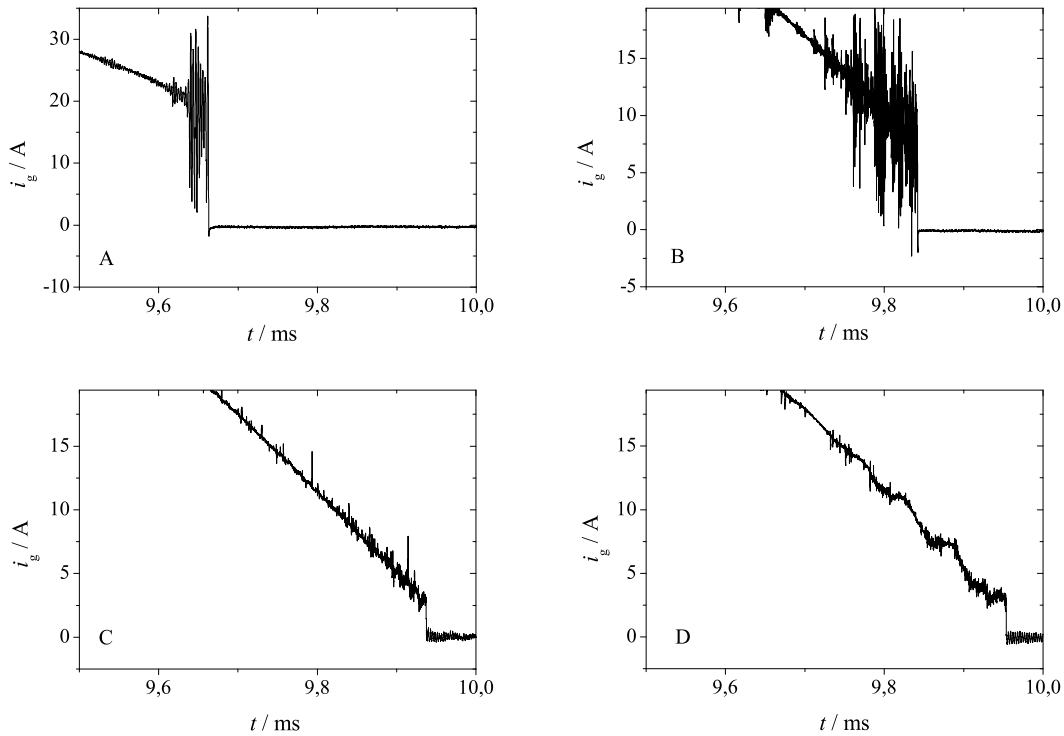


Abbildung 5.19: Verschiedene Typen des Stromabrisses für unterschiedliche Schwingkreis-konfigurationen:

- A) $L_1 = 8 \mu\text{H}$, $C_g = 25 \text{ nF}$, $\bar{i}_{\text{ch50}} = 15,6 \text{ A}$, $f \approx 360 \text{ kHz}$
- B) $L_1 = 8 \mu\text{H}$, $C_g = 1,6 \text{ nF}$, $\bar{i}_{\text{ch50}} = 7,3 \text{ A}$, $f \approx 1,4 \text{ MHz}$
- C) $L_1 = 3,9 \text{ mH}$, $C_g = 0,5 \text{ nF}$, $\bar{i}_{\text{ch50}} = 3,0 \text{ A}$, $f \approx 114 \text{ kHz}$
- D) $L_1 = 3,9 \text{ mH}$, $C_g = 25 \text{ nF}$, $\bar{i}_{\text{ch50}} = 3,9 \text{ A}$, $f \approx 16 \text{ kHz}$

Dabei kommt es gemäß

$$Z_K = \sqrt{\frac{L_1}{C_g}}. \quad (5.4)$$

zu folgenden Kreiskennwiderständen: A) $Z_K = 18 \Omega$, B) $Z_K = 235 \Omega$, C) $Z_K = 2790 \Omega$ und D) $Z_K = 395 \Omega$. Die dargestellten Schwingungsphänomene und die resultierenden mittleren Abreißströme je Messreihe ($n = 20$) belegen, dass die Frequenz der Oszillationen und die Abrisshöhe selbst in keinem direkten Verhältnis stehen. So bringt die Konfiguration A den höchsten Stromabriss mit sich, während die dort auftretende Frequenz der Schwingung zwischen denen der anderen gezeigten Verläufe liegt. Dass es für den Schwingkreis mit der höchsten Gesamtkapazität C_g und der

höchsten Induktivität L_1 zu den höchsten Stromabrisswerten kommt, deckt sich mit den Ergebnissen aus Abschnitt 5.4.5. Durch die dort vorgestellten Einflüsse bietet es sich an, eine Relation zwischen Abreißstrom und dem im Prüfkreis vorliegenden Kreiskennwiderstand herauszuarbeiten. Der in Anlehnung an Gleichung (4.1) zu berechnende Widerstand eignet sich dazu, die Effekte der im Schwingkreis vorliegenden Elemente auf den Abreißstrom in einer Darstellung zu vereinheitlichen. Dazu wurden für die in Frage kommenden im Mittelspannungsprüfkreis durchgeführten Messreihen ($U_S = 1,3 \text{ kV}$, Kontaktmaterial: Kupfer, $I_g = 150 \text{ A}$) jeweils die Kreiskennwiderstände ausgewertet und in Relation zum Abreißstrom dargestellt (Abbildung 5.20).

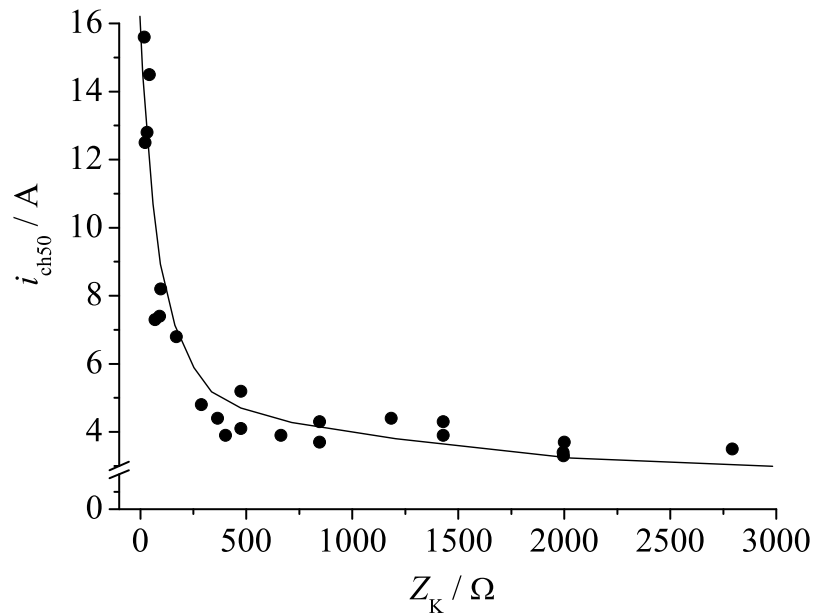


Abbildung 5.20: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} vom Kreiskennwiderstand Z_K
($U_S = 1,3 \text{ kV}$, Kontaktmaterial: Kupfer)

Die Abhängigkeit des Stroms i_{ch50} von Z_W ist deutlich als Potenzfunktion mit negativem Exponenten anhand der eingefügten Trendlinie zu erkennen. Für den verwendeten Gesamtstrom und das Elektrodenmaterial Kupfer lässt sich somit eine Abhängigkeit des Abreißstroms von den relevanten Kreiselementen näherungsweise

wie folgt beschreiben:

$$i_{\text{ch50}} = \left(\frac{40}{(Z_E/\Omega)^{0,4}} + 1,7 \right) \text{ A.} \quad (5.5)$$

Dabei ist der Summand „1,7 A“ der kleinste aller gemessenen Abreißströme unter den genannten Rahmenbedingungen. Ein ähnlicher Ansatz empirischen Ursprungs wird in [Rei83] gewählt, jedoch mit einer logarithmischen Funktion des Widerstands.

Unter Berücksichtigung der Gleichungen (2.9) und (4.1) ergibt sich ein empirischer Zusammenhang zwischen Kreisparametern und der Wiederkehrspannung für die gegebenen Prüfvoraussetzungen:

$$u_{\text{TRV}} = \left\{ \frac{40 \cdot \left[\left(\frac{C_0 \cdot C_2}{C_0 + C_2} \right) / F \right]^{0,2}}{(L_1/H)^{0,2}} \text{ A} + 1,7 \text{ A} \right\} \cdot \left(\frac{L_2}{C_2} \right)^{0,5}. \quad (5.6)$$

Die in Gleichung (5.6) beschriebenen Zusammenhänge sollen anhand eines Beispiels veranschaulicht werden. Dazu wird ein gängiges Mittelspannungskabel nach Tabelle 4.1 ($U_m = 12 \text{ kV}$, $A_q = 500 \text{ mm}^2$) betrachtet. Für dieses werden mehrere Kabellängen ausgewertet und der entstehende gesamte Kreiskennwiderstand in Abhängigkeit der Lastkapazität dargestellt (Abbildung 5.21).

Dabei fällt auf, dass sich für große Lastkapazitäten der gesamte Kreiskennwiderstand dem charakteristischen Wellenwiderstand des Kabels annähert (22Ω). Dies ist insofern kritisch, als dass niedrige Gesamtwiderstände zu höheren Abreißströmen führen. Ebenso ist die Tatsache, dass kurze Kabelstrecken auf der Eingangsseite des Schalters zu kleinen Widerständen und somit auch zu großen Abreißströmen führen, von Bedeutung. Insgesamt besitzen die meisten der gezeigten Konfigurationen einen Kreiskennwiderstand, der kleiner als 200Ω ist. Dies führt nach Abbildung 5.20 zu hohen Abreißströmen (am Beispiel des Kupferkontaktwerkstoffs). Um jedoch die eigentlich relevante Größe, nämlich die Höhe der auf der Lastseite entstehenden Überspannung, in diesen Zusammenhang mit einfließen zu lassen, werden die Parameter des genannten Kabeltyps für eine Länge von $l = 100 \text{ m}$ in der Gleichung (5.6) zur Berechnung der TRV für einen Induktivitätswert der Last von $L_2 = 22 \text{ mH}$ benutzt. Dies führt zu den in Abbildung 5.22 dargestellten Verläufen.

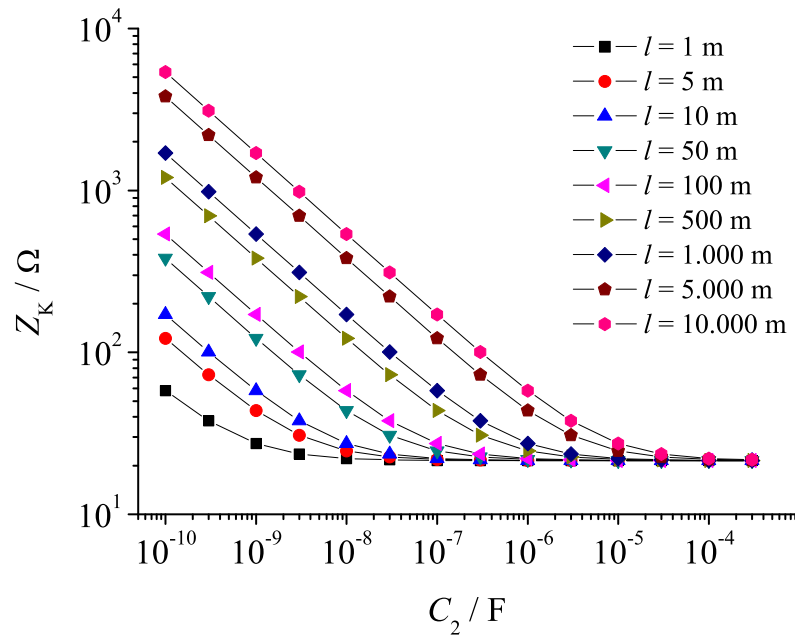


Abbildung 5.21: Abhängigkeit des Kreiskennwiderstands Z_K von der Lastkapazität C_2 und der Kabellänge l

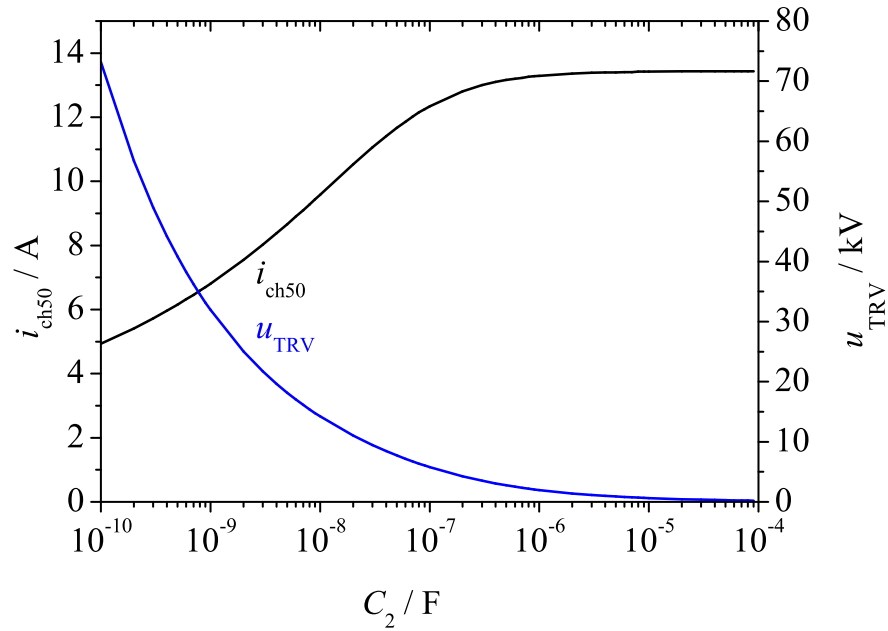


Abbildung 5.22: Abhängigkeit des Abreißstroms i_{ch50} und der Wiederkehrspannung u_{TRV} von der Lastkapazität C_2

Während der Abreißstrom in Sättigung geht, sobald sich C_2 an C_0 annähert, nimmt die Wiederkehrspannung sehr rasch niedrige Werte aufgrund der dominierenden Wirkung der Teilgleichung (2.9) an, wonach $u_{\text{TRV}} \sim 1/\sqrt{C_2}$ gilt. Dies hat zur Folge, dass ein schützender Kondensator auf der Lastseite sinnvoll erscheint, obwohl er höhere Abreißströme aufgrund des insgesamt niedrigeren Kreiskennwiderstands begünstigt. Trotzdem muss für jede Netzkonfiguration und für die an das Schaltgerät angeschlossene Last einzeln beurteilt werden, ob ein Kondensator als Überspannungsschutz, der eventuell auch in Kombination als Überspannungsableiter (bspw. als kapazitätsbehafteter Metalloxid-Varistor) ausgeführt werden kann, sinnvoll ist.

6 Modellierung des Stromabrisses durch Simulation

Im vorherigen Abschnitt wurde die Bedeutung des bei dieser Arbeit verwendeten Prüfkreises deutlich gemacht. Ebenso wurde zuvor der Stand des Wissens erörtert, wonach eine mögliche Theorie zum Metaldampfbogen im Vakuum durch die Thermo-Feld-Emission beschrieben wird. Auch wenn dieser Ansatz nur grundlegend anzuwenden ist, da er teils im Widerspruch zur Modellvorstellung der Emissionszentrenexplosion steht, scheint er doch für einfache Berechnungen geeignet. Eine solche mögliche Analyse besteht in der Nutzung der in dieser Theorie beschriebenen U - I -Kennlinie des Metaldampfbogens zur mathematischen Nachbildung des Bogens in einem elektrischen Netzwerk. Anhand einer solchen Umsetzung können generelle Effekte, die einzelne Netzparameter bewirken, nachgebildet und ihr Einfluss auf den Stromabriss ausgewertet werden. Dies wird in den nachfolgenden Abschnitten näher erläutert.

6.1 Modellgrundlage der Simulation

In Abschnitt 2.3.1 wird die Modellvorstellung der Thermo-Feld-Emission bei ionenstromgestützter Feldverstärkung vorgestellt, indem die Kathodenfallspannung nach Gleichung (2.6) gemäß Ecker ([Eck73]) hergeleitet wird. Darauf aufbauend gibt Lippmann in [Lip77] eine Möglichkeit an, durch entsprechende Vereinfachungen eine Näherungsformel der Strom-Spannungs-Kennlinie des Metaldampfbogens aufzustellen. Grundlage der Idee ist das Aufstellen einer Leistungsbilanz eines einzelnen Kathodenflecks. An dieser Stelle zeigt sich auch die erste grundlegende Vereinfachung, welche dieses Modell trifft. Nach [Sme89] wechselt der Ort des Fußpunkts

durch ständiges Erlöschen und Neuzünden kurz vor dem Stromnulldurchgang permanent. Dieses Verhalten konnte in dieser Arbeit bestätigt werden, macht aber eine analytische Nachbildung nahezu unmöglich. Entstehende und rasch wieder abklingende Schwingungen im Stromverlauf, wie sie in Abbildung 5.1 zu sehen sind, können folglich nicht durch die vereinfachte Modellannahme erklärt werden. Trotzdem können äußere Einflüsse auf den Metaldampfbogen durch Energiespeicher des angeschlossenen Netzwerks auch mithilfe eines Näherungsmodells, wie es Lippmann beschreibt, tendenziell durch eine mathematische Beschreibung des Netzwerks nachgebildet werden. Es soll nicht Anspruch sein, die sich im Detail abspielenden Vorgänge im Fusspunkt nachzubilden, sondern die generellen Zusammenhänge zwischen der vereinfachten Kennlinie des Bogens und den Kreisparametern herauszuarbeiten. Zu diesem Zweck ist die Bilanzierung der Leistung in einem Fusspunkt zulässig. Auf der einen Seite ist der Kathodenfleck Quelle von Elektronen und neutralen Metaldampfteilchen. Durch Wärmeabgabe und Konvektion wird ihm Energie entzogen. Auf der anderen Seite führen die auftreffenden Ionen dem Kathodenfleck genauso Energie zu wie die infolge dessen entstehende Joulsche Wärme. Dieses Gleichgewicht beschreibt Gleichung (6.1).

$$\begin{aligned}
& (u_{\text{vcb}} + \Phi_{\text{i}}) \cdot J_{\text{i}} + \left(\frac{\sqrt{\pi}}{4} \right) \cdot \varrho \cdot \sqrt{(J_{\text{i}} + J_{\text{e}})^3} \cdot \sqrt{i_{\text{vcb}}} \\
& = (\Phi_{\text{a}} - \Delta\Phi) \cdot (J_{\text{i}} + J_{\text{e}}) + \frac{4}{\sqrt{\pi}} \cdot (T_{\text{c}} - T_{\text{r}}) \cdot \lambda \cdot \frac{\sqrt{J_{\text{i}} + J_{\text{e}}}}{\sqrt{i_{\text{vcb}}}}
\end{aligned} \tag{6.1}$$

Hierbei ist u_{vcb} die Spannung am Kathodenfleck, Φ_{i} das Ionisierungspotential des Kathodenwerkstoffs, $\Delta\Phi$ die Potentialdifferenz durch die Schottky-Korrektur und Φ_{a} das Austrittspotential des Kathodenwerkstoffs. Die Schottky-Korrektur beschreibt die Herabsetzung des Austrittspotentials eines Werkstoffes, falls ein elektrisches Feld an der Oberfläche vorhanden ist [Lip03]. Des Weiteren ist ϱ der spezifische Widerstand des Kathodenflecks, T_{c} dessen absolute Temperatur (in K), T_{r} der absolute Wert der Raumtemperatur (in K), λ die Wärmeleitfähigkeit des Kathodenwerkstoffs, J_{e} die Elektronenstromdichte und J_{i} die Ionenstromdichte.

Stellt man Gleichung (6.1) entsprechend um, erhält man einen Ausdruck der Form $i_{\text{vcb}} = f(u_{\text{vcb}}, T_{\text{c}})$, den Gleichung (6.2) beschreibt.

$$i_{\text{vcb}} = \frac{16}{\pi} \cdot \frac{(T_c - T_r)^2 \cdot \lambda^2 \cdot \left(1 + \frac{J_e}{J_i}\right)}{J_i \cdot \left[u_{\text{vcb}} + \Phi_i - (\Phi_a - \Delta\Phi) \cdot \left(1 + \frac{J_e}{J_i}\right)\right]^2} \quad (6.2)$$

Aus dieser Gleichung lässt sich nun die gesuchte Kennlinie des Kathodenflecks ableiten. Für den hier untersuchten Bereich des Stromabrisses ist von relativ kleinen Werten des Kathodenfleckstroms auszugehen. Bei geringer Energiezufuhr durch Ionenstrom und abnehmender Joulscher Aufheizung im Bereich des Stromnulldurchgangs nimmt die Temperatur des Kathodenflecks T_c zunächst ab und nähert sich der Siedetemperatur des Kontaktwerkstoffs ($T_c \approx \vartheta_s$). Die Schottky-Korrektur $\Delta\Phi$, beschrieben in Gleichung (2.2), kann mit $\Delta\Phi \approx 0$ vernachlässigt werden, da die Effekte durch Thermo-Emission überwiegen. Die Elektronenstromdichte J_e beträgt

$$J_e = \frac{i}{2 \pi R_K^2}, \quad (6.3)$$

wobei R_K der Kathodenfleckradius ist. Der Kathodenspannungsfall U_{vcb} ist etwa gleich dem Ionisierungspotential Φ_i , sodass $\Phi_i \approx U_{\text{vcb}}$ gilt. Somit folgt Gleichung (6.4) als weiterer Schritt der Vereinfachung.

$$i_{\text{vcb}} = 4R_K \cdot \frac{(T_s - T_r) \cdot \lambda}{u_{\text{vcb}} - \Phi_a} = \frac{4 R_K}{u_{\text{vcb}} - \Phi_a} \cdot \vartheta_s \lambda \quad (6.4)$$

Dabei steht ϑ_s für die Siedetemperatur des Kathodenmaterials (in °C). Es bietet sich an, den Ausdruck als Funktion der Spannung u_{vcb} anzugeben. So folgt die Spannung über dem Kathodenfleck aus dem durch den Fleck fließenden Strom (Gleichung (6.5)).

$$u_{\text{vcb}} = 4 R_K \vartheta_s \lambda \cdot \frac{1}{i_{\text{vcb}}} + \Phi_a = \frac{K_1}{i_{\text{vcb}}} + K_2 \quad (6.5)$$

Demnach hängt die Spannung über dem Kathodenfleck von der Wärmeleitfähigkeit λ , der Siedetemperatur ϑ_s , dem Austrittspotential Φ_a und dem Kathodenfleckradius R_K ab. Wärmeleitfähigkeit, Siedetemperatur und Austrittspotential sind dabei physikalische Parameter des Kontaktwerkstoffs und daher als konstant anzunehmen. Sehr kompakt zusammenfassen lässt sich der Ausdruck durch die Einführung der Konstanten K_1 und K_2 . In den weiteren Beschreibungen werden diese zur Vereinfachung verwendet.

Die Eigenschaften dieser Kennlinie verarbeitet Lippmann in [Lip77] am Beispiel eines Schwingkreises, in welchem der Schalter mit seinem beschriebenen U - I -Verhalten in Reihe zu einem RLC -Glied geschaltet ist. Dadurch ergibt sich folgende Differentialgleichung unter Berücksichtigung der Kennlinie aus Gleichung (6.5):

$$L \ddot{i}_1 = \left(-R + \frac{K_1}{i_1^2} \right) \dot{i}_1 - \frac{1}{C} i_1 + \hat{i}_g \left(\omega R \cos(\omega t) + \sin(\omega t) \left(\frac{1}{C} - \omega^2 L \right) \right). \quad (6.6)$$

Dabei kommt die Notation $\frac{di}{dt} := \dot{i}$ zur Anwendung. \hat{i}_g ist die Amplitude des von außen eingprägten Gesamtstroms.

Nachdem die Anwendung der Kennlinie auf einen einfachen Reihenschwingkreis erfolgreich durch Lösung des Gleichungssystems in *MATLAB/Simulink* durchgeführt werden konnte, ist es nun das Ziel, diesen Ansatz für den verwendeten Prüfkreis zu nutzen. Dazu werden die zugehörigen Gleichungssysteme des in Abbildung 6.1 gezeigten Ersatzschaltbildes aufgestellt.

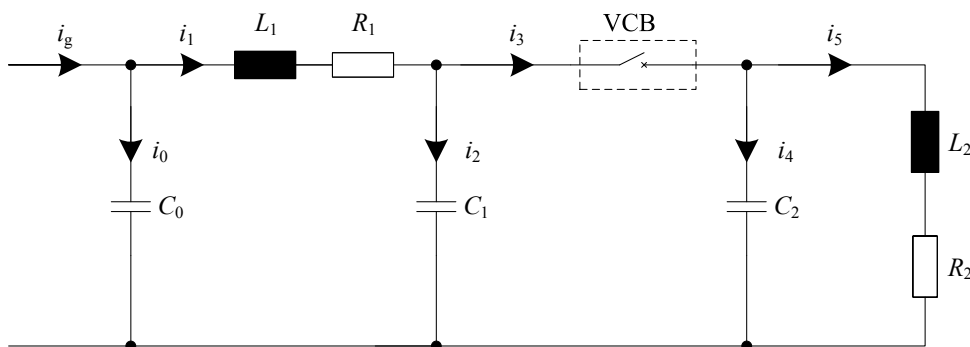


Abbildung 6.1: Ersatzschaltbild des modellierten Prüfkreises

Unter Berücksichtigung der Knoten- und der Maschenregel ergibt sich für dieses Ersatzschaltbild ein Differentialgleichungssystem, das die Kennlinie des Metaldampfbogens aus 6.5 beinhaltet. Das System wird durch die Gleichungen (6.7) bis (6.9) beschrieben.

$$\frac{1}{C_0} (i_g - i_2 - i_3) = R_{L1} (\dot{i}_2 + \dot{i}_3) + L_1 (\ddot{i}_2 + \ddot{i}_3) + \frac{1}{C_1} i_2 \quad (6.7)$$

$$\frac{1}{C_1} i_2 = \frac{d}{dt} \left(\frac{K_1}{i_3} + K_2 \right) + \frac{1}{C_2} i_4 = -\frac{K_1}{i_3^2} \dot{i}_3 + \frac{1}{C_2} i_4 \quad (6.8)$$

$$\frac{1}{C_2} i_4 = (R_{L2}) \cdot (\dot{i}_3 - \dot{i}_4) + L_2 (\ddot{i}_3 - \ddot{i}_4). \quad (6.9)$$

Die Umsetzung in Simulink erfolgt über rückführende Verknüpfungen des Systems über die Teilströme, sodass eine Umstellung der Gleichungen nach den Strömen \ddot{i}_2 und \ddot{i}_4 erfolgt:

$$\begin{aligned} L_1 \ddot{i}_2 = & -R_{L1} \dot{i}_2 - \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} \right) i_2 - L_1 \left(\frac{2\dot{i}_3^2}{i_3} - \frac{1}{K_1 C_1} i_3^2 \dot{i}_2 + \frac{1}{K_1 C_2} i_3^2 \dot{i}_4 \right) \\ & - R_{L1} \dot{i}_3 - \frac{1}{C_0} i_3 + \frac{1}{C_0} i_g \end{aligned} \quad (6.10)$$

$$L_2 \ddot{i}_4 = -(R_{L2}) \dot{i}_4 - \frac{1}{C_2} i_4 + L_2 \left(\frac{2\dot{i}_3^2}{i_3} - \frac{1}{K_1 C_1} i_3^2 \dot{i}_2 + \frac{1}{K_1 C_2} i_3^2 \dot{i}_4 \right) + (R_{L2}) \dot{i}_3 \quad (6.11)$$

Dabei handelt es sich um ein gewöhnliches, stark nichtlineares, inhomogenes Differentialgleichungssystem zweiter Ordnung. Da zwei Schwingkreise existieren, deren Resonanzfrequenzen bei realitätsnaher Dimensionierung der Parameter stark voneinander abweichen, handelt es sich um ein mathematisch steifes Gleichungssystem [Fin06].

Der Grund für auftretende Probleme bei dessen numerischer Lösung durch MATLAB soll anhand eines einfachen Beispiels eines RLC -Reihenschwingkreises samt U - I -Kennlinie nach Gleichung (6.5) beschrieben werden. Wird die Spannungsquelle außer Acht gelassen, die im Falle einer 50-Hz-Quelle kurzgeschlossen wird, und die Energie über die Anfangszustände von Kondensator und Spule definiert, ergibt sich folgende vereinfachte Differentialgleichung des Reihenschwingkreises:

$$\begin{aligned}
0 &= R i(t) + L \frac{d}{dt} i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt + \frac{K_1}{i(t)} + K_2 \\
&= \ddot{i} + \frac{R}{L} \dot{i} - \frac{K_1 \dot{i}}{L i^2} + \frac{1}{L C} i
\end{aligned} \tag{6.12}$$

Anhand dieser Darstellung lässt sich erkennen, dass der Einfluss von kleinen Änderungen der Variable $i(t)$ umso größer wird, je weiter sie sich dem Wert Null nähert. Bei numerischen Berechnungen werden in diesem Bereich Rundungsfehler somit verstärkt hervorgerufen. Ebenso handelt es sich bereits bei dieser kompakten Gleichung um ein steifes System, da die Resonanzfrequenz deutlich von der ebenfalls auftretenden 50-Hz-Komponente abweicht. Gängige Solver numerischer Berechnungsprogramme divergieren bei der Lösung solcher Systeme deutlich schneller. Dem wird durch kleinere Schrittweiten entgegengewirkt, was folglich zu hohem Rechenaufwand führt. Für einfache Systeme wie den Reihenschwingkreis ist die erforderliche Rechenleistung vertretbar, was die Veranschaulichung weiterer Phänomene einer derartigen Differentialgleichung ermöglicht.

Ein wichtiger Parameter bei dieser Untersuchung ist die Dämpfung d . Diese ist für den Reihenschwingkreis durch

$$d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \left(R - \frac{K_1}{i^2} \right) \tag{6.13}$$

gegeben. Zur Auswertung dieser Gleichung wird ein $d(i)$ -Diagramm herangezogen, welches die beiden Existenzbereiche der Funktion berücksichtigt, indem es zwischen Dämpfung und Verstärkung durch die Angabe des Vorzeichens unterscheidet. Dabei ist zu beachten, dass bei dieser logarithmischen Darstellung der Dämpfung eine negative Dämpfung einer Verstärkung entspricht. Das Diagramm ist in Abbildung 6.2 dargestellt.

Es bildet in einem Bereich zwischen 10 und 0 A einen fallenden Strom nach und zeigt die für einen jeweiligen Stromwert vorliegende Dämpfung der überlagerten Schwingung. Es ist zu erkennen, dass bis hinab zu einem Strom von 5 A eine schwach gedämpfte Schwingung vorliegt. Bei weiter fallendem Strom setzt eine Verstärkung der

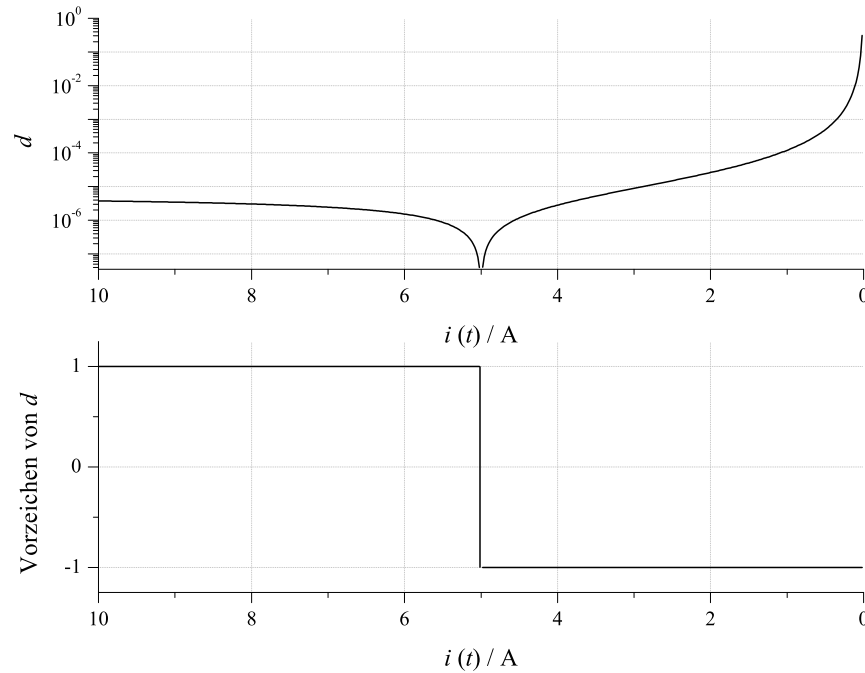


Abbildung 6.2: $d(i)$ -Diagramm für den Dämpfungsfaktor d in Abhängigkeit des Stroms $i(t)$

Schwingung ein, die in der Nähe von $i(t) = 0$ deutlich größer wird (sogenannte superkritische Verstärkung). Hier kommt es zum abrupten Stromabriss. Die für dieses Fallbeispiel verwendeten Parameter betragen: $K_1 = 25 \text{ W}$, $R = 1 \Omega$, $C = 100 \text{ pF}$, $L = 1 \text{ H}$.

Insbesondere für kleine Ströme zeigt sich das stark nichtlineare Verhalten dieses einfachen Systems. In Verbindung mit der beschriebenen Problematik eines steifen Systems ist bei dessen Berechnung eine vollständige Lösung nur mithilfe von Vereinfachungen möglich, da sich das anhand von Abbildung 6.1 gezeigte Ersatzschaltbild komplexer darstellt als der soeben beschriebene RLC -Reihenschwingkreis. Systematische Voruntersuchungen bei der Berechnung des komplexen Kreises haben gezeigt, dass die bei der numerischen Berechnung auftretenden Probleme, welche im Wesentlichen durch die Inhomogenität und Steifheit des Differentialgleichungssystems zustande kommen, durch Vernachlässigung des Kondensators C_1 gelöst werden können. Dies ist aufgrund der in Abschnitt 5.5 vorgestellten Ergebnisse der experimentellen Versuche auch zulässig, da die Eingangskapazität direkt vor dem Prüfschalter lediglich durch die nur in geringem Maße vorhandene Leitungsinduktivität

einen Schwingkreis bilden kann. Für praktische Anwendungsfälle sind die in diesem Teilschwingkreis entstehenden Frequenzen so hoch, dass sie keinen nennenswerten Einfluss auf die Phänomene des Abrisses nehmen. Damit ergibt sich das in Abbildung 6.3 dargestellte Ersatzschaltbild, welches die Grundlage für die folgenden Berechnungen und die Ergebnisse in Abschnitt 6.2 bildet.

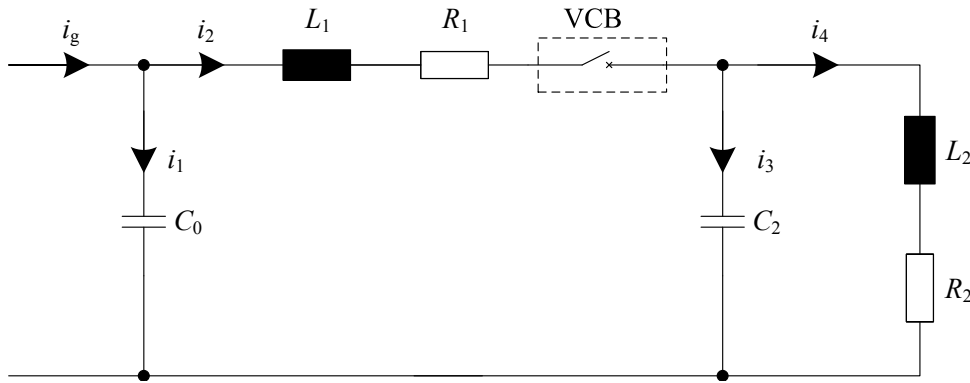


Abbildung 6.3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des modellierten Prüfkreises

Für dieses Schaltbild ergibt sich folgendes, vereinfachtes Gleichungssystem:

$$L_1 \ddot{i}_2 = \left(-R_{L1} + \frac{K_1}{i_2^2} \right) \dot{i}_2 - \frac{1}{C_0} i_2 - \frac{1}{C_2} i_3 + \frac{1}{C_0} i_g \quad (6.14)$$

$$L_2 \ddot{i}_3 = -(R + R_{L2}) \dot{i}_3 - \frac{1}{C_2} i_3 + L_2 \ddot{i}_2 + (R + R_{L2}) \dot{i}_2 \quad (6.15)$$

Dieses System lässt sich durch Implementierung der Gleichungen in Simulink lösen. Damit ist es möglich, den Einfluss einzelner Parameter auf den Stromabriss zu untersuchen. Darauf wird im folgenden Abschnitt näher eingegangen.

6.2 Einfluss einzelner Parameter auf das simulierte Stromabrissverhalten

Durch das berechenbare Modell des in Abbildung 6.3 dargestellten Prüfkreises besteht einerseits die Möglichkeit, die Elemente zu benennen, welche die Höhe des Abreißstroms beeinflussen. Andererseits kann somit auch ein Grundverständnis für

die Vorgänge vor dem Abriss geschaffen werden, welche aufgrund der äußeren Parameter entstehen. Sich im mikroskopischen Bereich abspielende Vorgänge aufgrund von Rauigkeiten der Oberfläche, Materialinhomogenitäten oder spontanen Fußpunktsprüngen können dagegen durch das Modell nicht wiedergegeben werden. Mit der Variation einzelner Kreiselemente und dem Wissen, dass sich die Frequenz der aufklingenden Schwingung alleine aufgrund der im relevanten Teilkreis befindlichen Energiespeicher ergibt, können so die verantwortlichen Parameter identifiziert und ihr Einfluss qualitativ beschrieben werden. Dabei besteht nicht das Ziel, dass die auf diese Weise resultierenden Abreißstromwerte mit den gemessenen Werten übereinstimmen. Dies ist aufgrund der unsicheren Parameter, die als Eingangsgrößen des Rechenmodells dienen, auch nicht zu erwarten. So kann der Fußpunktdurchmesser nicht genau beschrieben werden. Auch sind die Materialparameter insbesondere für CuCr-Kontakte nicht genau für den Fall des Metaldampfbogeneinflusses vorhersehbar.

Wie aus der Herleitung des Modells gefolgert werden kann, stellt die Schaltröhre aufgrund ihrer charakteristischen Kennlinie die Quelle hochfrequenter Ströme dar. Dabei handelt es sich im Wesentlichen um einen Reihenresonanzkreis, welcher aus der Kapazität C_0 , der Speiseinduktivität L_1 sowie der Lastkapazität C_2 besteht. Weiterhin existiert ein Parallelschwingkreis auf der Lastseite, der sich aus C_2 und L_2 zusammensetzt. Dieser wiederum wird nur durch den Stromabriss selbst angeregt und spielt bei der Betrachtung der vorherigen Vorgänge keine Rolle.

Für die Untersuchungen werden bei der Variation einzelner Elemente die sonstigen Größen konstant gehalten. Somit existiert ein Standardparametersatz, der für alle Simulationen verwendet wird:

- $i_g(\text{eff.}) = 100 \text{ A}$
- $L_1 = 260 \text{ }\mu\text{H}$
- $R_{L1} = 20 \text{ m}\Omega$
- $C_0 = 100 \text{ pF}$
- $R = 0 \text{ }\Omega$
- $L_2 = 4 \text{ mH}$
- $R_{L2} = 100 \text{ m}\Omega$
- $C_2 = 500 \text{ pF}$
- $K_1 = 5000 \text{ W}$

Eine für diese Konfiguration durchgeführte Simulation für eine viertel Netzperiode zeigt Abbildung 6.4.

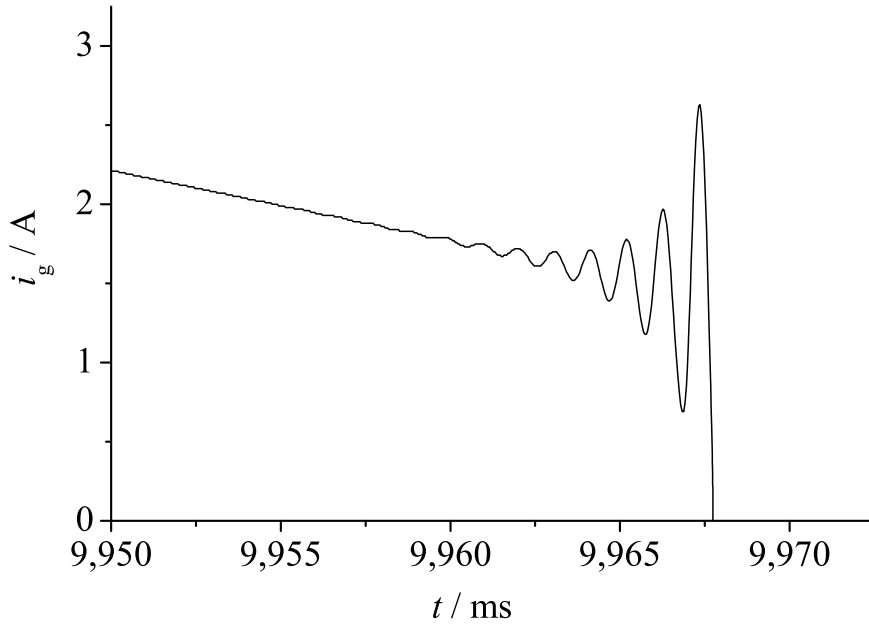


Abbildung 6.4: Simulation eines typischen Stromverlaufs mit anschließendem Stromabriss

Es ist zu erkennen, dass erwartungsgemäß dem 50-Hz-Anteil ein hochfrequenter Anteil überlagert ist. Der Einfluss einzelner Größen soll nun anhand der folgenden Betrachtungen zu den einzelnen Parametern gezeigt werden.

6.2.1 Materialparameter

Wie zuvor beschrieben nimmt die nichtlineare Kennlinie des Kathodenfußpunkts entscheidenden Einfluss auf Vorgänge vor dem Stromabriss. Der Faktor K_1 in Gleichung (6.5) beinhaltet die Wärmeleitfähigkeit, die Siedetemperatur und den Radius des betreffenden Fußpunkts. Da diese Parameter in gleichem Maße den Wert von K_1 als Faktoren bestimmen, kann eine Variation von K_1 sowohl den Effekt des Fußpunktradius als auch der Materialparameter erklären. In Abbildung 6.5 ist der Einfluss des Radius auf den Abreißstrom i_{ch50} und die sich einstellende Frequenz f_1 der überlagerten Schwingung dargestellt. Dabei wird der Wert des Abreißstroms auf

eine dimensionslose Größe normiert, indem er jeweils auf den ermittelten Wert für einen Fußpunktradius von $R_K = 100 \mu\text{m}$ bezogen wird.

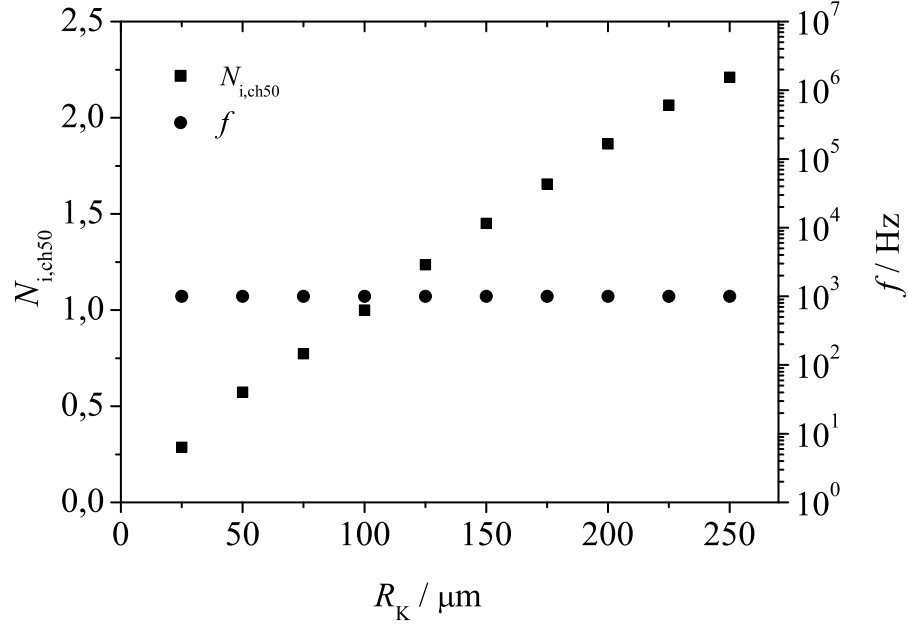


Abbildung 6.5: Abhängigkeit des normierten Abreißstroms $N_{i, ch50} = i_{ch50}/i_{ch50, R = 100 \mu\text{m}}$ und der Schwingkreisfrequenz f vom Kathodenfleckradius R_K

Es zeigt sich ein linearer Zusammenhang zwischen dem Kathodenfleckradius R_K und dem Abreißstrom i_{ch50} . Die Frequenz f der überlagerten Oszillation dagegen ist unabhängig vom Radius des Fußpunkts. Durch die Zusammensetzung des Faktors K_1 können diese Ergebnisse auch auf die Materialparameter λ und ϑ_s übertragen werden. Insbesondere die auf den Stromabriss vorteilhafte Wirkung des Kompositwerkstoffs CuCr zeigt sich anhand dieser Darstellung. Bei einem CuCr-Kontakt wird der Faktor K_1 durch die geringe Wärmeleitfähigkeit des Chroms sowie die niedrige Siedetemperatur des Kupfers verhältnismäßig klein, woraus ein niedriger Abreißstrom resultiert. Diese Zusammenhänge wurden bereits in Abschnitt 2.6.1 näher beschrieben.

6.2.2 Stromhöhe

Für die Lösbarkeit des im Simulationsmodell integrierten Differentialgleichungssystems ist ein stets fallender Gesamtstrom notwendig, dem sich zu einem bestimmten

Zeitpunkt hochfrequente Schwingungen überlagern. Daher wurde stets die Amplitude des sinusförmigen Stromverlaufs als Startwert gewählt, sodass lediglich der Zeitraum zwischen 5 und 10 ms in der Simulation nachgebildet wird. Dabei besteht bei $t = 10$ ms der erste natürliche Nulldurchgang, vor dem der Strom aufgrund zu hoher Schwingungsamplituden abreißt. In diesem Unterabschnitt wird auf den Einfluss des Gesamtstroms, mit dem die Simulation durchgeführt wird, eingegangen. Abbildung 6.6 zeigt diese Abhängigkeit für die ebenso bei den experimentellen Untersuchungen gezeigten Stromhöhen. Zur Vergleichbarkeit des Einflusses sind auch die gemessenen Werte eingetragen. Sowohl für die Messwerte als auch für die simulierten Ergebnisse ist die Darstellung auf den jeweiligen Wert für i_{ch50} bei $i_g = 30$ A normiert.

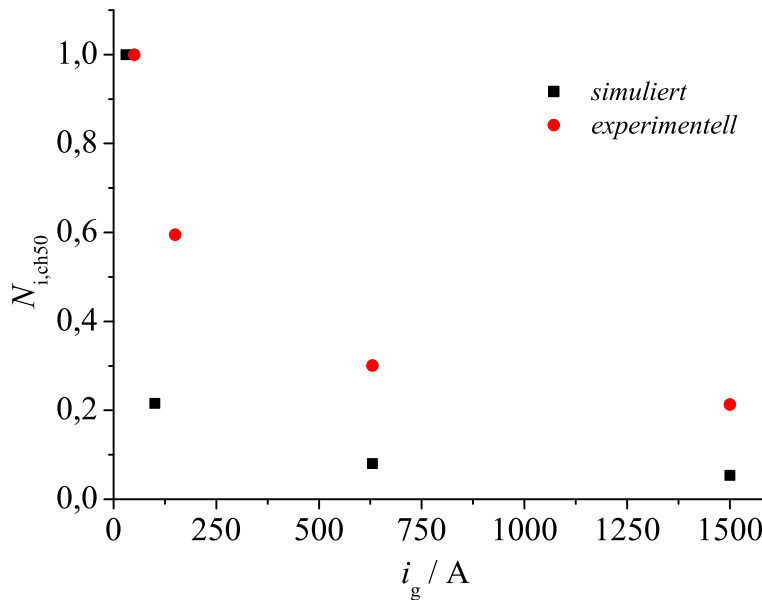


Abbildung 6.6: Abhängigkeit des normierten Abreißstroms $N_{i, \text{ch50}} = i_{\text{ch50}}/i_{\text{ch50}, \text{max}}$ vom Gesamteffektivstrom i_g

Der prinzipielle Verlauf gestaltet sich für die experimentellen und die durch Simulation berechneten Ergebnisse ähnlich. Für höhere Gesamtströme sinkt der Abreißstrom, den das Simulationsmodell berechnet, deutlich rascher. Auf die Gründe wird in Abschnitt 6.3 eingegangen.

6.2.3 Lastkapazität

Wird die Kapazität C_2 des Lastkondensators variiert, wirkt sich dies nach Gleichung (5.2) auf die Frequenz der überlagerten Schwingung aus. Bei kleinen Kapazitäten ergeben sich große Werte für die Frequenz und folglich auch ein höherer Rechenaufwand bei der Lösung des Gleichungssystems. Aus diesem Grund wurde als untere Grenze für C_2 ein Wert von 100 pF gewählt, welcher bei den praktischen Aufbauten aufgrund parasitärer Kapazitäten nie unterschritten wurde. Die übrigen Kreisparameter entsprechen den Standardbedingungen, die auf Seite 93 beschrieben wurden. Abbildung 6.7 stellt die Simulationsergebnisse im Vergleich zu den im Niederspannungsprüfkreis gemessenen Resultaten für den Kontaktwerkstoff Kupfer dar.

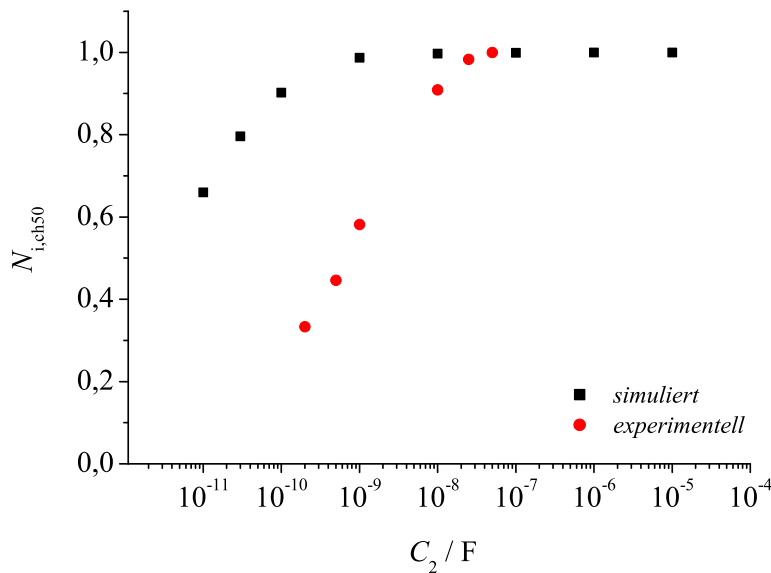


Abbildung 6.7: Abhängigkeit des normierten Abreißstroms $N_{i, ch50} = i_{ch50}/i_{ch50, max}$ von der Lastkapazität C_2

Es ist zu erkennen, dass bei Lastkapazitäten von etwa 1 nF die berechneten Abreißstromwerte der Simulation in Sättigung gehen. Bei den experimentellen Untersuchungen zeigt sich dieser Effekt erst ab etwa 25 nF. Der generelle Verlauf dagegen kann durch das Simulationsmodell gut widerspiegelt werden. Der Sättigungseffekt lässt sich auch bei der Simulation durch den schwindenden Einfluss von C_2 auf die Gesamtkapazität C_g erklären, sobald C_2 deutlich größere Werte als C_0 annimmt.

6.2.4 Lastinduktivität

Bei den experimentell durchgeführten Untersuchungen hat sich gezeigt, dass die untersuchten Abreißströme unabhängig von der Lastinduktivität L_2 sind. Durch die erhöhte Flexibilität bei der Parameterwahl für das Simulationsmodell zeigt sich, dass die Lastinduktivität einen Effekt auf das Stromabrissverhalten ausüben kann, der so praktisch nicht nachgewiesen werden konnte. Dies hängt jedoch mit den eingeschränkten Möglichkeiten bei der Durchführung von Laborversuchen zusammen und steht nicht im Widerspruch zu den in Kapitel 5 vorgestellten Ergebnissen.

Die Induktivität L_2 wird in einem sehr weiten Bereich von 10 nH bis 100 H variiert. Die weiteren Kreisparameter orientieren sich an den Standardbedingungen (Seite 93). Die Abhängigkeit der Abreißströme i_{ch50} zeigt Abbildung 6.8. Ein Vergleich zu experimentellen Messungen ist aufgrund des breiten Spektrums der hier gezeigten Induktivität L_2 nicht darstellbar.

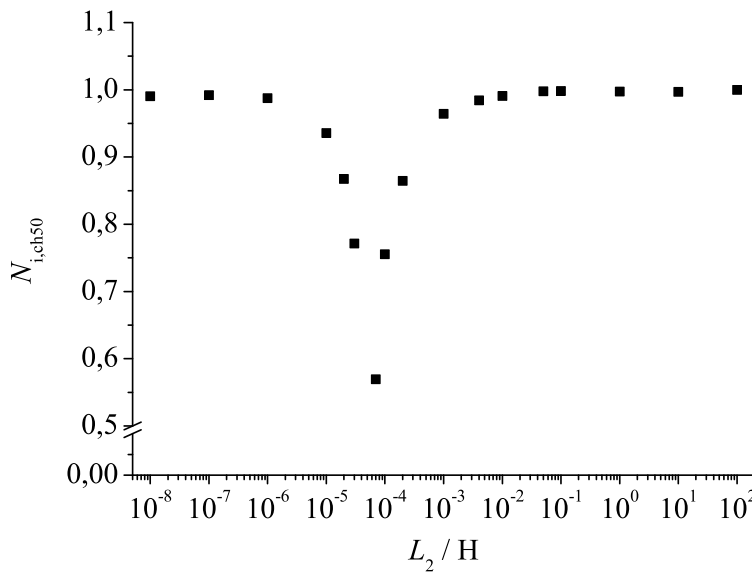


Abbildung 6.8: Abhängigkeit des normierten Abreißstroms $N_{i, \text{ch50}} = i_{\text{ch50}}/i_{\text{ch50, max}}$ von der Lastinduktivität L_2

Es ist ein deutlicher Einbruch des Verlaufs bei etwa 60 μH zu erkennen. Dieses Phänomen ist durch das Zusammenwirken der beiden beteiligten Schwingkreise zu erklären.

Die Frequenz der überlagerten Schwingung wird zunächst durch den Serienschwingkreis bestimmt, der sich aus C_0 , L_1 und C_2 zusammensetzt. Der parallel gekoppelte Schwingkreis, bestehend aus C_2 und L_2 , übt dabei in der bisherigen Vorstellung als Schwingkreis einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Vorgänge vor dem Stromabriss aus. Seine Resonanzfrequenz wird proportional dem Faktor $1/\sqrt{L_2}$ gebildet. Die Frequenz im Reihenresonanzkreis liegt im vorliegenden Fall bei etwa 1 MHz. Für sehr kleine Werte von L_2 ist daher im Gegensatz zu allen zuvor gezeigten Konfigurationen der Parallelschwingkreis zunächst induktiv geprägt, wie folgende Gegenüberstellung der Reaktanzen zeigt.

$$|X_{L2}| = 2\pi \cdot f_{\text{res}} \cdot L_2 = 2\pi \cdot 1 \text{ MHz} \cdot 10 \text{ nH} = 62 \text{ m}\Omega \quad (6.16)$$

$$|X_{C2}| = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{res}} \cdot C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \text{ MHz} \cdot 500 \text{ pF}} = 318,3 \Omega \quad (6.17)$$

Die extrem kleine Lastinduktivität führt zusammen mit der verhältnismäßig geringen Lastkapazität zu sehr hohen Resonanzfrequenzen im Parallelschwingkreis, die über der des Reihenschwingkreises liegen. Bei größer werdendem L_2 nähern sich beide Resonanzfrequenzen an, bis sie gleich groß sind. Der Parallelschwingkreis wirkt nun hochohmig und unterbindet damit die hochfrequenten Schwingungen, welche dem netzfrequenten Anteil überlagert sind. Das Resultat ist ein sehr kleiner Abreißstromwert. Bei weiter steigender Induktivität L_2 verhält sich der Parallelschwingkreis kapazitiv und kann mit einer Vergrößerung des Anteils von C_2 verglichen werden, was wiederum zu steigenden Abreißströmen führt. Dieser anwachsende Verlauf wird wie im Abschnitt zuvor beschrieben durch die Kapazität C_0 begrenzt.

Dieser spezielle Resonanzeffekt tritt folglich nur für seltene Kreiskonfigurationen auf. Die Lastelemente müssen dazu außergewöhnlich klein sein, was aufgrund parasitärer Größen nicht im Labor und noch weniger im praktischen Anwendungsfall vorkommt. Trotzdem ist dieses Phänomen ein Beispiel für die Vorteile eines Simulationsmodells, mit welchem solche experimentell schwer nachbildbaren Fälle aufgefunden und analysiert werden können.

6.2.5 Speisekreiselemente

Einfluss der Speisekreisinduktivität

Die Induktivität auf der Speisekreisseite übernimmt, wie bereits mehrfach erwähnt, eine wichtige Rolle in Bezug auf die hochfrequenten Oszillationen vor dem Stromabriss, da sie das relevante induktive Element des Reihenschwingkreises darstellt. In der Simulation wird der Wert von L_1 in einem Bereich von $90\text{ }\mu\text{H}$ bis 10 mH durchlaufen. Die übrigen Parameter entsprechen den auf Seite 93 beschriebenen Parametern. Die Ergebnisse der Simulation und den Vergleich zu den gemessenen Resultaten bei ähnlichen Bedingungen im Mittelspannungsprüfkreis zeigt Abbildung 6.9. Den einzigen relevanten Unterschied beider Konfigurationen bildet die bei den Laborversuchen verwendete Kapazität $C_g = 500\text{ pF}$. Dies spielt jedoch in Hinblick auf den Einfluss von L_1 keine Rolle, da die Ergebnisse normiert sind.

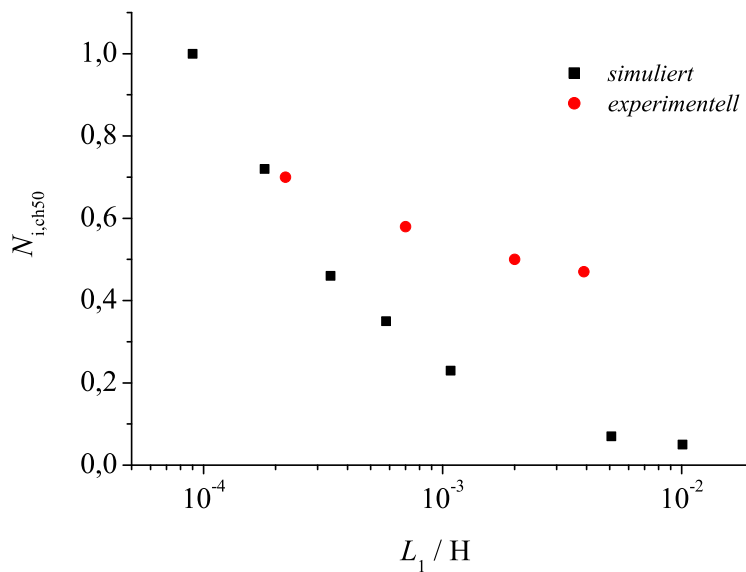


Abbildung 6.9: Abhängigkeit des normierten Abreißstroms $N_{i, \text{ch50}} = i_{\text{ch50}}/i_{\text{ch50, max}}$ von der Speisekreisinduktivität L_2

Das Resultat zeigt, dass mit einem größer werdenden Wert von L_1 mit kleineren Abreißströmen gerechnet werden kann, wie es auch aufgrund der experimentellen Untersuchungen zu erwarten war. Bei der Simulation ergibt sich die geringste Frequenz der überlagerten Schwingung bei dem größten Wert von $L_2 = 5\text{ mH}$ und

beträgt etwa 250 kHz. Bei einem Wert von $L_1 = 10$ mH bildet sich bereits keine Schwingung mehr aus, sodass der Strom durch sofortiges Erreichen des superkritischen Stabilitätszustands (siehe Seite 91) abrupt abreißt. Die Reaktanzverhältnisse betragen für den noch schwingfähigen Fall bei $L_2 = 5$ mH:

$$|X_{L2}| = 2 \pi \cdot f_{\text{res}} \cdot L_2 = 2 \pi \cdot 250 \text{ kHz} \cdot 4 \text{ mH} = 6,3 \text{ k}\Omega \quad (6.18)$$

$$|X_{C2}| = \frac{1}{2 \pi \cdot f_{\text{res}} \cdot C_2} = \frac{1}{2 \pi \cdot 250 \text{ kHz} \cdot 500 \text{ pF}} = 1,3 \text{ k}\Omega \quad (6.19)$$

Somit wirkt der Parallelschwingkreis kapazitiv. Wird nun die Speiseinduktivität verkleinert, vergrößert sich die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises. Folglich wird der Anteil $|X_{L2}|$ größer und $|X_{C2}|$ kleiner, womit sich der Parallelschwingkreis zunehmend kapazitiv verhält. Daher kann eine Verkleinerung des Wertes von L_1 mit der Wirkung der Vergrößerung von C_g verglichen werden, sodass der Abreißstrom steigt.

Einfluss der Speisekreiskapazität

Von der Kapazität C_0 wird aufgrund der experimentellen Untersuchungen bei einer Variation ein ähnlicher Effekt erwartet, wie er durch die Lastkapazität bekannt ist. Somit wird für einen größeren Wert von C_0 auch ein höherer Abreißstrom angenommen. Zugrunde gelegt werden wieder die Standardbedingungen, die auf Seite 93 beschrieben sind. Jedoch muss für die Kapazität von C_2 ein veränderter Wert von $C_2 = 90$ μF benutzt werden, da es ansonsten zu Simulationsabbrüchen aufgrund numerischer Probleme kommen würde. Abbildung 6.10 zeigt das Ergebnis der Simulation.

Wie bei der Untersuchung des Einflusses von C_2 tritt auch hier der erwartete Verlauf ein, jedoch aufgrund der späten Annäherung an den hier verwendeten Wert von C_2 erst für größere Kapazitäten. Ansonsten sind die Verläufe vergleichbar und decken sich mit den Ergebnissen der Laboruntersuchungen.

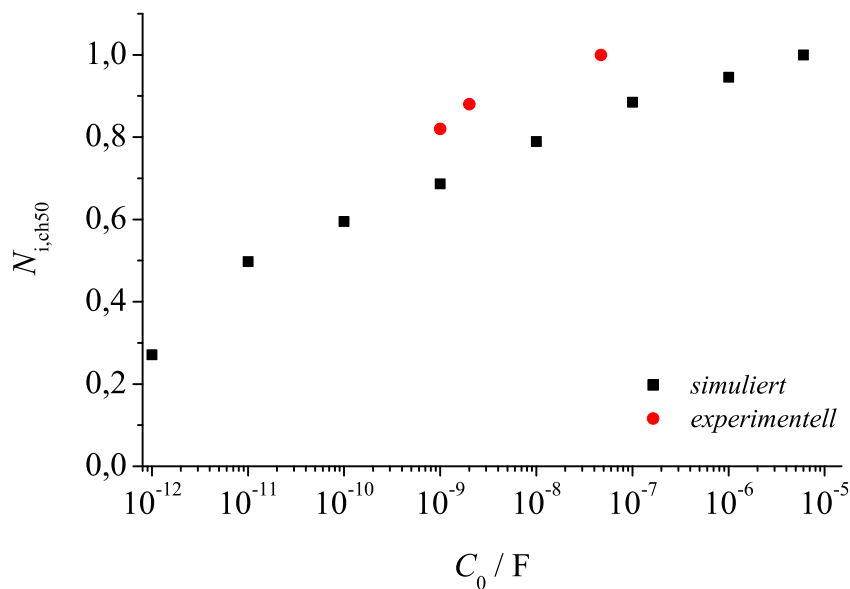


Abbildung 6.10: Abhängigkeit des normierten Abreißstroms $N_{i, \text{ch50}} = i_{\text{ch50}}/i_{\text{ch50, max}}$ von der Speisekreisinduktivität C_0

6.3 Zusammenfassung der Simulationsergebnisse und Vergleich der Ergebnisse aus Messung und Simulation

Auf der Basis eines stark vereinfachenden Fußpunktmodells nach Lippmann ist es möglich, die grundlegenden Zusammenhänge zwischen elektrischem Netzwerk und der Bogenkennlinie, die in erster Linie durch den Kathodenfleck bestimmt wird, nachzubilden. Der Nutzen der Simulationsrechnungen kann dabei wie folgt zusammengefasst werden:

- Erzeugen eines grundlegenden Verständnisses der Vorgänge im vorliegenden Netzwerk;
- Verifizierung der im Labor erzielten Ergebnisse;
- Identifizierung von zusätzlichen Phänomenen bei im Labor nicht nachzubildenden Netzkonfigurationen.

Das Grundverständnis kann anhand der nun möglichen Erklärung zweier Phänomene verbessert werden. Zum einen kann geklärt werden, weshalb es ab einem bestimmten Gesamtstromwert zu Instabilitäten im Gesamtsystem kommt, wodurch sich eine überlagerte Oszillation erst ausbilden kann. Nur durch Erreichen dieses „superkritischen Zustands“ ist das Aufschwingen zu erklären, das letztlich für den Stromabriss entscheidend ist. Zum anderen ist es durch die Gegenüberstellung der beiden wirkenden Schwingkreise, die je als Reihen- bzw. als Parallelschwingkreis zu verstehen sind, möglich geworden, die Einflüsse einzelner elektrischer Größen zu verstehen. So kann die Impedanzauswirkung des lastseitigen Parallelkreises erst durch die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises, welcher den Prüfschalter beinhaltet, erklärt werden.

Sofern ein direkter Vergleich der im Labor und durch Simulation erzielten Ergebnisse möglich ist, zeigen die in Abschnitt 6.2 gezeigten Diagramme sehr ähnliche Verläufe. Die jeweiligen Ergebnisse sind normiert dargestellt, da sie ansonsten nur schwierig zu vergleichen wären. Hierbei zeigt sich auch eine Schwäche des Rechenmodells, dass zwar äußere Einflüsse durch das Netzwerk tendenziell richtig nachgebildet werden, jedoch keine absoluten Werte des Abreißstroms berechnet werden können. Dies hängt mit den weiteren Vorgängen im Fußpunktbereich zusammen, die in diesem Umfang nicht modelliert werden, da der notwendige Aufwand in Hinblick auf die angestrebten Ziele nicht vertretbar wäre. So ist bei den gemessenen Stromverläufen sehr häufig ein stark gedämpftes Aufschwingen zu beobachten. Des Weiteren führen kleinste Instabilitäten während der Oszillationen zu einer Unterbrechung der verstärkenden Schwingung, die daraufhin neu aufzuklingen beginnt. Erklärbar ist dies mit den ständigen Wechseln der Fußpunktpositionen, insbesondere wenn kurz vor dem Abriss nur ein stromtragender Fußpunkt existiert. Diese Änderungen in der Lage der Fußpunkte fällt bei den experimentellen Untersuchungen besonders im Falle der resistiven Ausschaltung auf (Abschnitt 5.4.1). Dies entspricht der Modellannahme der Emissionszentrenexplosion (Abschnitt 2.3.2), mit der die sehr kurzen Lebenszeiten vor dem Abriss erklärt werden können. Mit dieser Vorstellung können auch die Abweichungen zwischen den gemessenen und simulierten Einflüssen der Netzparameter begründet werden. Bei den berechneten Effekten werden Verlaufsättigungen deutlich schneller erreicht als bei den gemessenen (Abbildungen 6.6, 6.7, 6.9). Bei den im Labor gemessenen Strömen ist ein störungsfreies Aufschwingen durch die oben beschriebenen zusätzlichen Phänomene im Fußpunktbereich selten

möglich, sodass es dort im Mittel zu späterer Sättigung bei der Untersuchung des Effekts eines bestimmten Netzparameters kommt.

Dadurch, dass generelle Auswirkungen aber trotzdem gut nachbildbar sind, ist es möglich, auch Netzkonfigurationen zu simulieren, welche im Labor nicht umzusetzen wären. Auf diese Weise kann z. B. der Resonanzeffekt, der bei der Variation der Lastinduktivität L_2 auftritt (Abschnitt 6.2.4), erst ausfindig gemacht werden. Auch wenn aufgrund der notwendigen speziellen Kreiszusammensetzung dieser nur theoretischer Natur ist, kann er doch widerspruchsfrei interpretiert werden und wäre durch eine experimentelle Untersuchung kaum nachweisbar.

Es zeigt sich somit, dass das beschriebene Simulationsmodell, das in seinem Aufbau verhältnismäßig einfach ist, das Zusammenwirken zwischen der Bogenkennlinie und den Kreisparametern sehr gut beschreiben und qualitativ sinnvolle Ergebnisse liefern kann.

7 Werkstoffanalyse

Die Anforderungen an die Werkstoffeigenschaften der Kontakte bei Vakuum-Lastschaltern unterscheiden sich von denen anderer Schaltertypen im Vakuum deutlich. So steht bei Leistungsschaltern das besonders hohe Ausschaltvermögen im Vordergrund, das einerseits durch spezielle Kontaktgeometrien, andererseits durch den Werkstoff selbst ermöglicht wird. Dagegen besitzen Materialien, die für die Herstellung von Kontakten in Vakuumschützen genutzt werden, vor allem eine besonders ausgeprägte Abbrandfestigkeit, da in diesem Fall die geforderte Zahl der Schaltspiele deutlich höher liegt, sodass ein hoher Abbrand die Lebensdauer der Kontakte erheblich verkürzen würde. Da Lastschalter weder Kurzschlußströme ausschalten noch eine Million Schaltspiele bewältigen müssen, bietet sich an, vereinfachte Werkstoffe auf ihre Anwendbarkeit in Lastschaltern zu untersuchen. In Abschnitt 5.3 wurde dies bereits hinsichtlich des Abreißstromverhaltens beschrieben. Nun soll dies mithilfe von Oberflächenuntersuchungen der Kontakte erfolgen.

7.1 Metallografische Messtechnik

Für bestimmte Versuchsreihen, die unter denselben Randbedingungen mit Ausnahme des Kontaktwerkstoffs durchgeführt wurden, werden die Oberflächen der Kontakte untersucht. Zunächst werden die Oberflächen bei niedriger Auflösung digital abgetastet, wodurch eine erste Bewertung ermöglicht wird und die für eine genauere Untersuchung relevanten Bereiche sichtbar werden. Diese werden anschließend entweder lichtmikroskopisch oder per Rasterelektronenmikroskop (REM) untersucht. Als Lichtmikroskop kommen die Geräte *Olympus GX 51* und *Zeiss Axiophot* mit bis zu 100-facher Vergrößerung zum Einsatz, die jeweils an eine Digitalkamera ange-

geschlossen sind. Die REM-Untersuchungen¹ werden mit einem *Zeiss DSM 962* durchgeführt, welches mit einer Wolframkathode bei einer Beschleunigerspannung von bis zu 20 kV arbeitet. Der Arbeitsabstand zur Probe beträgt dabei zwischen 10 und 20 mm.

Mit der verwendeten Software *point electronic DIPS* ist sowohl die Auswertung durch SE- als auch durch BSE-Aufnahmen möglich. SE-Bilder kommen durch die Strahlung der Sekundärelektronen (SE) zustande, welche die Probe in Wechselwirkung mit der Primärstrahlung des vom REM abgegebenen Strahls erzeugt [Oet11]. Diese Aufnahmen zeigen hauptsächlich die Topografie der Oberfläche, da nur die obere, wenige Nanometer dicke Schicht der Probe Sekundärelektronen emittiert. Die BSE-Aufnahmen dagegen basieren auf zurückgestreuten Primärelektronen (Backscattered Electrons). Da schwere Elemente für eine stärkere Rückstreuung als leichte Elemente sorgen, kann mit dieser Methode auf die strukturelle Zusammensetzung der Probe geschlossen werden. Dabei erscheinen schwere Elemente im Bildergebnis heller als leichte Elemente. Diese Untersuchungsmethode eignet sich besonders für die Analyse von Sintermaterialien, da hier die Verteilung der Chrompartikel im Kupfer sehr gut nachgewiesen werden kann.

Einzelne Elemente mit geringerem Massenanteil, die möglicherweise durch Dotierung oder Verschmutzung in den Werkstoff gelangen, können durch eine EDX-Analyse (Energy Dispersive X-Ray Analysis) aufgespürt werden. Die Ergebnisse dieser Röntgenstrahlanalyse werden mit der Software *Thomson Scientific Instruments WINEDS* ausgewertet.

Bei einigen Schaltkontakten sind nicht nur die Oberflächenbeschaffenheiten von Interesse, sondern auch die Struktur unterhalb der Oberfläche sowie die Eindringtiefe des Abbrands. In diesen Fällen wird von den Kontakten ein Querschliff angefertigt, für den mehrere Präparationsstufen wie Einebnen, Reinigen, Schleifen und Polieren notwendig sind. Zur kontrastreichen Darstellung der Korngrenzen im Material werden die Querschliffe zusätzlich geätzt, sodass durch einen orientierungsabhängigen Materialabtrag die Kornstruktur sichtbar wird (Kornflächenätzung) [Oet11].

¹Die Untersuchungen wurden in Zusammenarbeit mit dem Fachgebiet Physikalische Metallkunde an der TU Darmstadt und dem Institut für Angewandte Materialien und Werkstoffkunde am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) durchgeführt.

7.2 Untersuchung der Oberflächenbeschaffenheit in Abhängigkeit der elektrischen Belastung

Zu Beginn einer mit einem bestimmten Kontakttyp durchgeführten Messreihe wird das Schaltgerät zwanzigmal stromlos geschaltet (sogenannte Leerschaltungen). Damit wird gewährleistet, dass eventuelle größere Unebenheiten auf der Oberfläche der Elektroden durch mechanische Beanspruchung reduziert werden. Außerdem werden auf diese Weise relativ weiche Materialien wie Kupfer soweit gestaut, dass während der eigentlichen Messreihe unter Stromfluss keine Veränderung des Kontaktabstands mehr zu erwarten ist. Bei Kontakttrennung bildet sich bei den untersuchten Stromhöhen bis 890 A (Scheitelwert) lediglich ein diffuser Lichtbogen aus. Dadurch ist mit einer sehr geringen Belastung der Kontaktoberflächen zu rechnen, wenn man zum Vergleich die durch einen kontrahierten Lichtbogen bei mehreren kA belasteten Kontakte heranzieht [Kör08]. Daher kann oftmals nicht von einem Abbrand gesprochen werden, sondern lediglich von wiedererstarteten Schmelzbereichen, die auch als Fußpunktspuren bezeichnet werden. Diese beginnen bei jedem Kontakttyp an der Position des letzten galvanischen Kontakts und verlaufen von dort ausgehend in willkürlicher radialer Richtung, da aufgrund der Plattengeometrie kein die Bewegung beeinflussendes Magnetfeld existiert, das durch den Stromfluss in den Elektroden hervorgerufen würde.

Allgemeine Oberflächenbegutachtung

Die folgenden Abbildungen zeigen die Oberflächen dreier unterschiedlicher Materialien (CuCr50, Cu, X5CrNi18-10) jeweils nach mehreren Strombelastungen mit einem Gesamtladungseintrag von 30 As ($n = 40, i_g = 110 \text{ A}, u_S = 1,3 \text{ kV}, t_{\text{Bogen}} = 7 \text{ ms}$). Für das Kontaktmaterial CuCr50 zeigen sich in Abbildung 7.1 deutlich die Unterschiede zwischen den Einflüssen auf der Kathoden- und der Anodenoberfläche. Bei sämtlichen Darstellungen befindet sich die Symmetrieachse in vertikaler Richtung zwischen Kathode und Anode.

Während die Kathode großflächiger mit Fußpunktspuren bedeckt ist, existieren derartige Verästelungen auf der Anodenoberfläche nicht. Hier gibt es geringfügige Erosionsspuren in der Mitte des Kontakts, wo die Position des letzten galvanischen Kontaktpunkts bei den Ausschaltungen zu vermuten ist. Ebenso zeigt sich auf der

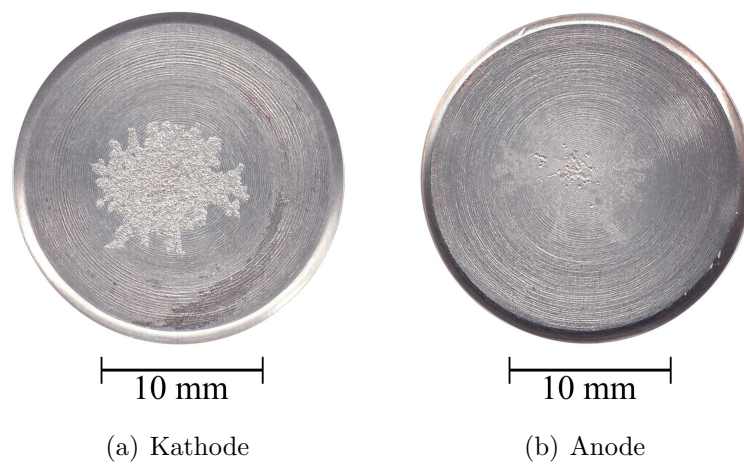


Abbildung 7.1: Oberflächenstruktur von CuCr50-Elektroden nach einem Ladungseintrag von 30 As durch 40 Beanspruchungen

Anode eine größere Fläche mit niedergeschlagenem Metaldampf, die aufgrund der Form dem Materialabtrag auf der Kathode zuzuordnen ist.

Werden in Abbildung 7.2 Kupferelektroden betrachtet, die derselben Belastung ausgesetzt wurden, ist zu erkennen, dass hier die Fläche auf der Kathode, die durch Fußpunkte beeinflusst wurde, in der Größe vergleichbar zu den Ergebnissen bei Kupfer-Chrom ist. Zu beachten ist hierbei, dass in diesem Fall der letzte Punkt der galvanischen Kontakttrennung am Rand liegt (in Abbildung 7.2 oben). Die Erosionsspuren auf der Anode dagegen sind in der Gegenüberstellung zu Kupfer-Chrom deutlich ausgeprägter.

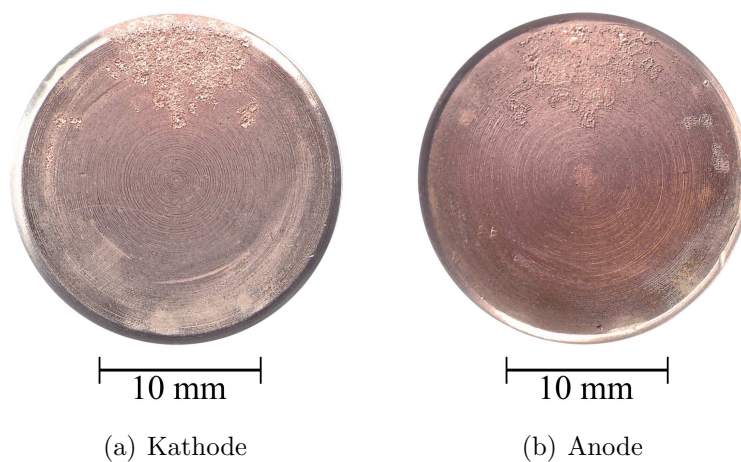


Abbildung 7.2: Oberflächenstruktur von Cu-Elektroden nach einem Ladungseintrag von 30 As durch 40 Beanspruchungen

Für das Kontaktmaterial Edelstahl vom Typ X5CrNi18-10 zeigen sich bei der Betrachtung der Oberfläche deutlich andere Phänomene. Hier ist insbesondere die Kathode nahezu komplett mit Fußpunktspuren bedeckt. Auch ist in Abbildung 7.3 zu erkennen, dass der Materialabtrag auf der Kathodenseite deutlich tiefer ist als bei den vorher betrachteten Materialien.

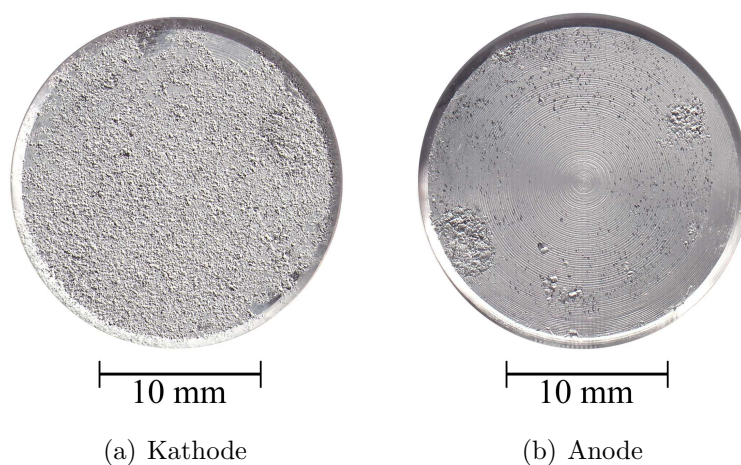


Abbildung 7.3: Oberflächenstruktur von X5CrNi18-10-Elektroden nach einem Ladungseintrag von 30 As durch 40 Beanspruchungen

Anodenseitig zeigen sich ausgeprägte Aufschmelzungen in den Bereichen, in denen

die Belastung der Kathode am deutlichsten ist. Da die Struktur der Kathodenoberfläche für Edelstahl besonders auffällig ist, wurde dieser Kontakttyp weiteren unterschiedlichen Belastungen ausgesetzt. Bei ansonsten identischen Bedingungen wurden weitere Edelstahlkontakte jeweils einer Belastung von 7 bzw. 4 500 As ausgesetzt. Abbildung 7.4 zeigt die Resultate für 7 As anhand der Oberflächenstruktur.

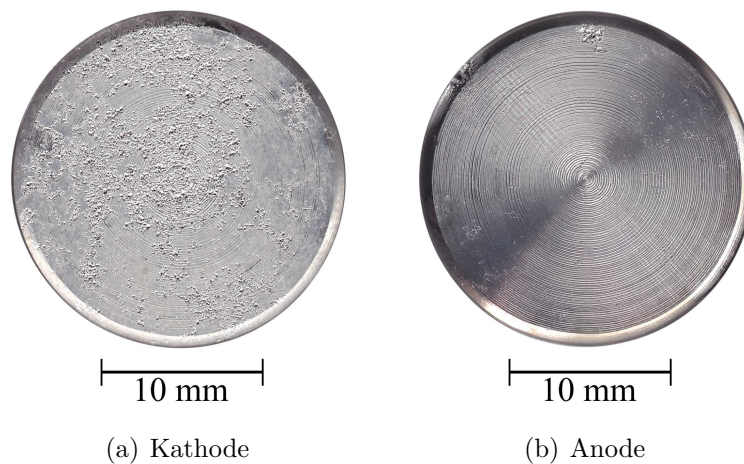


Abbildung 7.4: Oberflächenstruktur von X5CrNi18-10-Elektroden nach einem Ladungseintrag von 7 As durch 10 Beanspruchungen

So ist selbst bei einem geringen Ladungseintrag von nur 7 As die Kathodenoberfläche deutlich von Fußpunktspuren bedeckt. Dagegen weist die Anode kaum Erosionsspuren auf. Bei einer deutlich höheren Belastung von 4 500 As, die einer 1000-maligen Ausschaltung bei einem Effektivstrom von 630 A entspricht, sind erhebliche Abbrandspuren zu erkennen, wie Abbildung 7.5 zeigt.

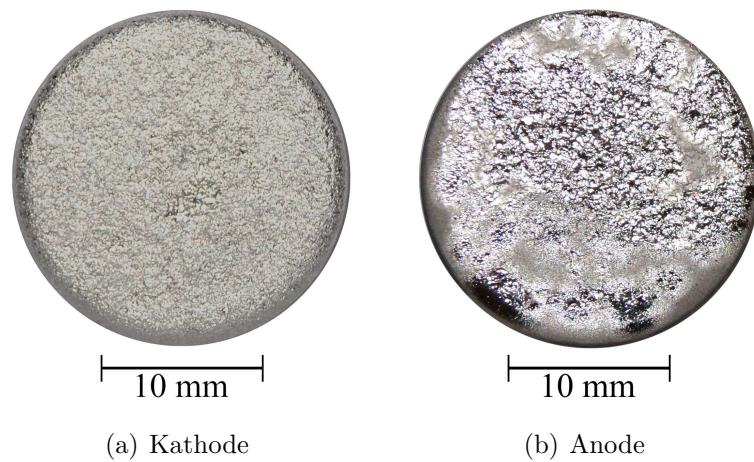


Abbildung 7.5: Oberflächenstruktur von X5CrNi18-10-Elektroden nach einem Ladungseintrag von 4500 As durch 1000 Beanspruchungen

Während die kathodenseitige Elektrode abermals großflächig mit den Spuren von Kathodenfußpunkten versehen ist, stellt sich an der Anodenoberfläche eine deutliche Aufrauhung heraus. An der Kathode sind Fußpunktspuren zu erkennen, die deutlich über die eigentliche Kontaktplatte hinaus auf den Trägerkörper führen, wie in Abbildung 7.6 (a) zu sehen ist. Dabei wird die Beschichtung des Trägers zerstört, sodass dessen Kernmaterial (Kupfer) sichtbar wird. Die Schädigung der Anode zeigt sich ebenso im seitlichen Profil, welches Abbildung 7.6 (b) darstellt. Dort ist ein leichtes Abheben des Schmelzbereichs vom Träger festzustellen.

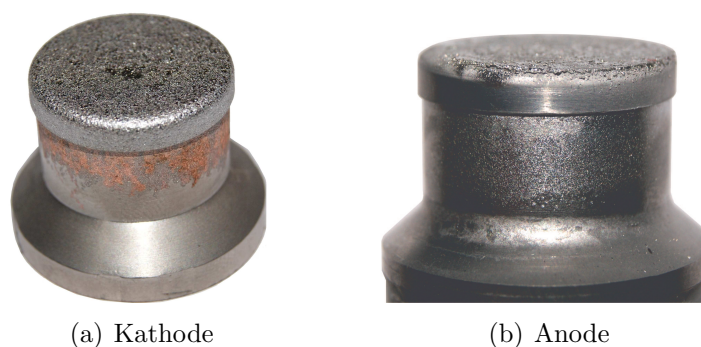


Abbildung 7.6: Seitenansichten von X5CrNi18-10-Elektroden nach einem Ladungseintrag von 4500 As durch 1000 Beanspruchungen

Damit verbunden ist ebenso ein merklicher Materialabtrag, der sich durch einen

sichtbaren Niederschlag auf dem Metaldampfschirm der untersuchten Schaltröhren zeigt. Trotzdem ergab sich keine Änderung der Abreißstromhöhe im Verlauf der Versuchsreihe. Nach [Kur85] ist mit einer Beeinflussung der Stromabrisshöhe durch eine andauernde Belastung bei Nennstrom mit weniger als 5 000 Schaltspielen auch nicht zu rechnen.

Rasterelektronenmikroskopische Untersuchung der Oberfläche

Durch Aufnahmen der Oberfläche mithilfe eines Rasterelektronenmikroskops sind auch Strukturen zu beobachten, die aufgrund der damit möglichen Vergrößerung mit einem Lichtmikroskop nicht zu erkennen wären. Insbesondere räumliche Formen können durch die gute Tiefenschärfe besser wiedergegeben werden. Ziel ist es nun, den allgemeinen Oberflächenzustand verschiedener Kontaktmaterialien mit unterschiedlichen Belastungen zu untersuchen. Aus der Literatur sind solche Aufnahmen zumeist für verschiedene auf Leistungsschalter- oder Schützenanwendungen spezialisierte Werkstoffe zu finden, wobei deren Belastung auch den gestellten Anforderungen entspricht. So wird ein typischer Leistungsschalterkontakt in den meisten Fällen einem Kurzschlußstrom ausgesetzt und anschließend metallurgisch analysiert. In dieser Arbeit dagegen zeigen die REM-Aufnahmen mit einem relativ geringen Ladungseintrag belastete Kontakte. Dieser beträgt für die folgenden Darstellungen etwa 100 As. Abbildung 7.7 zeigt die Oberflächen der Kontaktmaterialien Kupfer-Chrom (CuCr50), Kupfer (Cu) und Edelstahl (X5CrNi18-10) in einem durch den Vakuumbogen belasteten Bereich der Kathode.

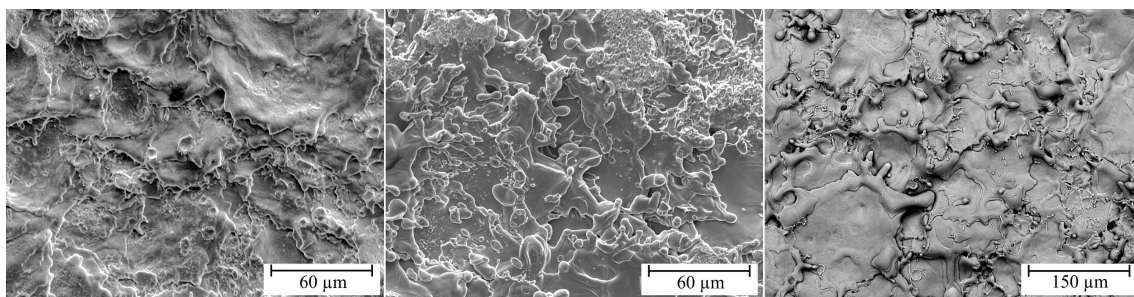


Abbildung 7.7: REM-Aufnahmen (SE) der Schmelzbereiche auf der Kathode von Kupfer-Chrom (links), Kupfer (Mitte) und Edelstahl (rechts)

Für Kupfer zeigt sich eine sehr feine und homogene Struktur der zu unterschiedlichen Zeiten geschmolzenen und wieder erstarrten Bereiche. Während diese bei Kupfer-Chrom etwas größer ausfallen, weist Edelstahl hier bei einem Schaltvorgang erstarrte

Schmelzgebiete mit einem Durchmesser bis zu $200\text{ }\mu\text{m}$ auf. Dies kann als eine mögliche Ursache für die zuvor beschriebene großflächigere Beeinflussung der Oberfläche gewertet werden. Der mit einem deutlich höheren Ladungseintrag von $4\,500\text{ As}$ belastete Kontakt zeigt in den REM-Aufnahmen eine im Vergleich zum weniger belasteten Edelstahlkontakt aus Abbildung 7.7 sehr ähnliche Struktur, die sich jedoch über die gesamte Oberfläche erstreckt. Dieser Effekt hat zur Folge, dass nicht nur die Kontaktoberfläche selbst beeinträchtigt wird, sondern auch die Oberfläche des Trägers, was bereits die makroskopische Aufnahme in Abbildung 7.6 (Kathode) belegt. Darüber hinaus zeigt sich für die Edelstahl-Kontakte, dass hier auch Bereiche des Kathoden-Trägers mit einigen zehn Mikrometer großen Metalltröpfchen bedeckt sind, die offensichtlich nicht mit Fußpunkten in Kontakt gekommen sind. Abbildung 7.8 stellt eine solche Region in einer REM-Aufnahme dar.

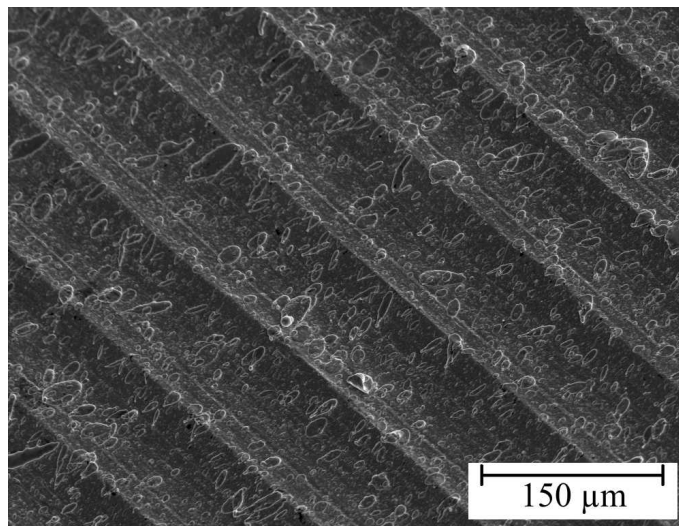


Abbildung 7.8: REM-Aufnahmen (SE) eines Edelstahlkontakts im Bereich des Trägers mit Verdampfungsrückständen

Dies lässt darauf schließen, dass die Verdampfung an der Oberfläche der Kathode bei Edelstahl deutlich intensiver abläuft und damit im Gegensatz zu Kupfer- oder Kupfer-Chrom-Kontakten dem direkten Kontaktbereich benachbarte Gebiete wie den Träger oder auch den Metaldampfschirm stärker beeinflusst.

Lichtmikroskopische Untersuchung des Querschliffs

Um den Einfluss des Vakuumdampfbogens auf die Struktur des Kontaktwerkstoffs

unterhalb der Oberfläche auszuwerten, werden Querschliffe angefertigt, die anschließend mit einem Lichtmikroskop bei ausreichender Vergrößerung analysiert werden können. Gegenstand dieser Untersuchungen sind die in den Abbildungen 7.1 bis 7.3 gezeigten Kontakte mit einem Ladungseintrag von je 30 As. Für diese sollen Änderungen in der Kornstruktur, Schmelztiefe und andere materialtypische Auffälligkeiten unterhalb der Oberfläche untersucht werden.

Bei der Betrachtung von Kupfer-Chrom zeigt sich sowohl an der Anode wie auch an der Kathode eine sehr geringe Beeinträchtigung. Die Schmelzzone ist nur sehr schwer vom übrigen Gefüge zu unterscheiden. Dieses Phänomen ist also nicht mit den bei Kurzschlussströmen im kA-Bereich belasteten Kontakten zu vergleichen, deren Bilder aus der Literatur bekannt sind. Abbildung 7.9 stellt die Aufnahme einer CuCr50-Kathode und -Anode dar.

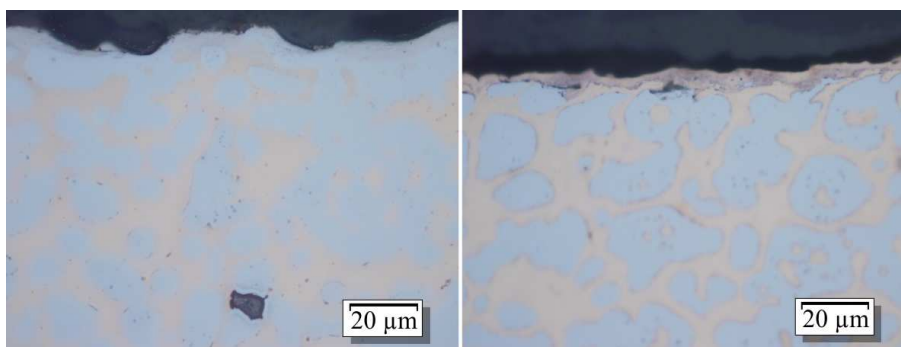


Abbildung 7.9: Lichtmikroskopische Aufnahmen eines Kupfer-Chrom-Kontakts (Ladungseintrag: 30 As) im Bereich der belasteten Oberfläche (links: Kathode, rechts: Anode)

Zu erkennen sind die blaugefärbten Chrompartikel, die im grau eingefärbten Kupfer verteilt sind. Über der Oberfläche ist jeweils das Füllmittel (schwarz) zu sehen. Auf der Kathode kommt es zu einer typischen Chromansammlung an der Oberfläche nach einer Belastung. Eine typische Schmelzzone, in der eine Kupfer-Chrom-Lösung erstarrt ist, ist jedoch nicht zu sehen. Der maximale Höhenunterschied in der Oberflächenstruktur für diese Aufnahme liegt bei etwa 10 µm. Bei der schwarzen Stelle in etwa 80 µm Tiefe handelt es sich um einen Aluminiumoxid-Einschluss, der in gewisser Häufigkeit allerdings typisch für diesen Werkstoff ist. Auf der Anode kann dagegen eine wenige Mikrometer dicke Schmelzzone beobachtet werden. Darunterliegend sind Kupfer und Chrom weiterhin homogen verteilt. Eine Ablösung einzelner Parti-

kel der Oberfläche kann nicht beobachtet werden. Insgesamt ist die Schädigungstiefe sehr gering, wie bereits die makroskopische Abbildung 7.1 vermuten lässt.

Für das Kontaktmaterial Kupfer, welches in Abbildung 7.10 dargestellt ist, zeigen sich deutlichere Spuren der Erosion, die sich durch einen stärkeren Materialabtrag an der Kathode bemerkbar machen.

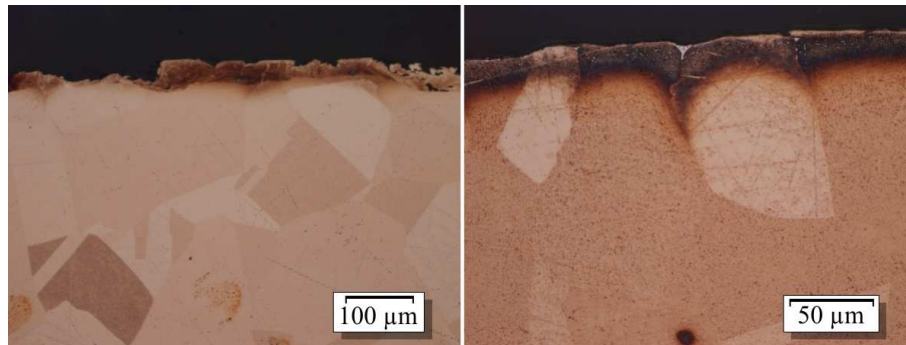


Abbildung 7.10: Lichtmikroskopische Aufnahmen eines Kupfer-Kontakts (Ladungseintrag: 30 As) im Bereich der belasteten Oberfläche (links: Kathode, rechts: Anode)

Dort liegt die Höhendifferenz des Oberflächenprofils bei etwa 50 µm. Die in der lichtmikroskopischen Aufnahme zu erkennende Schwarzfärbung im Übergangsbereich zwischen Kontaktwerkstoff und Füllmittel resultiert aus einer optischen Verfälschung durch Ätzprozesse und hat daher keine Bedeutung. Gut zu erkennen sind die verschieden gefärbten Flächen im Material selbst, welche die unterschiedlich orientierten Körner im Kupfer veranschaulichen. An der Anode fallen die Folgen der Erosion geringer aus. Eine Schmelzzone ist hier nicht zu erkennen, worauf durch die bis zur Oberfläche durchgängig erkennbaren Kornflächen geschlossen werden kann.

Bei der Untersuchung eines Edelstahlkontakts (X5CrNi18-10) zeigen sich bezüglich der Abbrandspuren keine nennenswerten Unterschiede zwischen Kathode und Anode. Abbildung 7.11 stellt die lichtmikroskopischen Aufnahmen für beide Elektroden dar. Zu erkennen sind auch hier die Kornflächen im Material selbst, die aufgrund der Herstellungsprozesse vorzugsweise senkrecht gerichtet auftreten. Ebenso zeigen sich linienförmige Einschlüsse im Werkstoff (schwarz), die durch EDX-Analyse als Sulfide identifiziert werden können, welche ebenso typisch für diesen Werkstoff sind. Die Höhenunterschiede im Profil beider Elektroden betragen maximal etwa 20 µm.

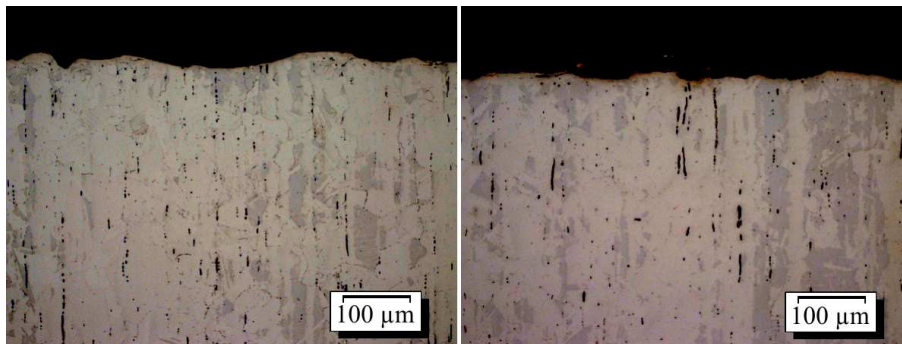


Abbildung 7.11: Lichtmikroskopische Aufnahmen eines Edelstahl-Kontakts (Ladungseintrag: 30 As) im Bereich der belasteten Oberfläche (links: Kathode, rechts: Anode)

Für die Anode sind aber an anderen Stellen der Belastung Poren und gelöste Oberflächenpartikel zu finden, wie Abbildung 7.12 zeigt.

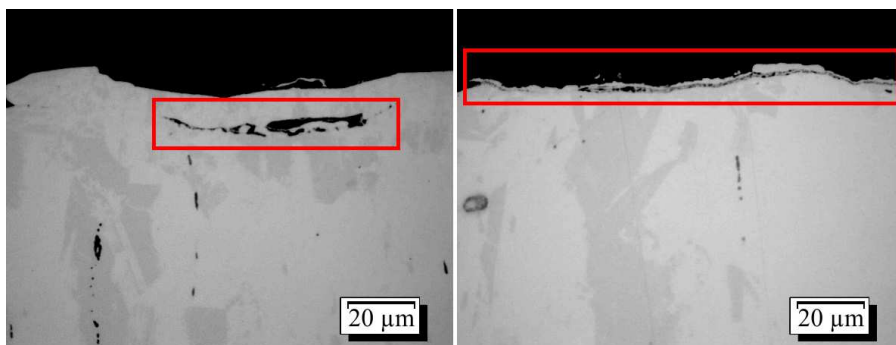


Abbildung 7.12: Lichtmikroskopische Aufnahmen eines Edelstahl-Kontakts (Ladungseintrag: 30 As) im Bereich der belasteten Oberfläche (links: eingeschlossene Pore, rechts: abgelöster Oberflächenbezirk)

Links ist hier zu erkennen, wie sich infolge der Belastung durch den Vakuumdampfbogen eine Pore, also ein gasförmiger Einschluss, gebildet hat. Diese Eigenschaft der Porenbildung kann als Vorstufe dazu gewertet werden, dass anodenseitig sehr häufig gelöste Teilbereiche an der Oberfläche zu beobachten sind, wie sie in Abbildung 7.12 (rechts) zu sehen sind. Auf der Kathode ist dieser Effekt kaum zu beobachten.

Problematisch können diese sich vom Kontakt ablösenden Partikel sein, wenn sie sich durch mechanische Beanspruchung komplett von der Elektrode lösen und so in den Elektrodenzwischenraum gelangen. Ebenso können sich solche Strukturen halbseitig lösen und beim Ausschaltvorgang bis zu mehrere Hundert Mikrometer von der

Oberfläche herausragen. Beide potentiellen Vorgänge würden die dielektrische Festigkeit herabsetzen, da sich entweder metallische Fremdkörper in der Isolierstrecke befänden oder der Elektrodenabstand reduziert wäre.

8 Zusammenfassung der Ergebnisse

Das wesentliche Ziel der Arbeit ist die Erlangung allgemeiner Erkenntnisse über den Stromabriss im Vakuum bei Ausschaltvorgängen in einem praxisrelevanten Prüfkreis. Dieser hebt sich durch seine Orientierung an der realen Netzsituation von bisher in der Literatur verwendeten Kreisen ab. Dabei werden die Anforderungen an einen Lastschalter berücksichtigt, die sich von denen, die an einen konventionellen Vakuum-Leistungsschalter gestellt werden, unterscheiden. Darauf basierend werden Einflüsse auf den Stromabriss, die bereits in früheren Arbeiten untersucht wurden, für diesen Prüfkreis validiert. Ein grundlegendes Verständnis der Effekte wird durch die Simulation des Stromabrisses für den beschriebenen komplexen Prüfkreis erarbeitet. Anschließend werden für verschiedene Kontaktmaterialien, die als einer der Einflussfaktoren untersucht wurden, metallurgische Analysen durchgeführt.

Kapitel 2

Zur Theorie des Metaldampfbogens existieren in der Literatur zwei verschiedene Ansätze, welche die Phänomene des Bogens durch die Vorgänge hauptsächlich in den Kathodenfußpunktregionen beschreiben. Das Modell der Thermo-Feld-Emission bei ionengestützter Feldverstärkung betrachtet die Fußpunktregion mit einer Bilanzierung der dort auftretenden Energien. Dabei wird von der allgemeinen Ladungserhaltung ausgegangen, sodass Elektronen- und Ionenstromdichte stets konstant sind. Ebenso werden sowohl Thermo- als auch Feldemission von Ladungsträgern berücksichtigt. Dieses Modell spiegelt jedoch die in der Praxis auftretenden Beobachtungen nur bedingt wider, da es auf einigen Vereinfachungen beruht. So wird die Statik der Kathodenflecken auf der Oberfläche vorausgesetzt, was durch Filmaufnahmen widerlegt werden konnte. Ebenso wird eine glatte, also erosionsfreie Metalloberfläche der Elektroden angenommen, die real aufgrund von Unebenheiten in der Mikrostruktur nicht auftritt. Des Weiteren kommen Annahmen zum Einsatz, deren Nachweis

durch experimentelle Untersuchungen nicht bewiesen werden konnten (Ladungserhaltung, ionengestützte Feldverstärkung, Reduzierung des Austrittspotentials durch ein elektrisches Feld an der Kathodenoberfläche).

Die Modellvorstellung der Emissionszentrenexplosion dagegen geht von einer sehr viel kürzeren Lebensdauer einzelner Kathodenfußpunkte aus, die sich durch permanente Explosion und Neubildung einzelner Flecken auf der Oberfläche fortbewegen. Diese Theorie ließ sich in Laboruntersuchungen aufgrund der gemessenen kurzen Lebenszeiten einzelner Fußpunkte belegen, jedoch ist die mathematische Grundlage für dieses Modell aufgrund der durch die zahlreichen äußeren Einflüsse geprägten Vorgänge auf der Elektrodenoberfläche deutlich unzugänglicher, um sie bspw. als Basis für Simulationsberechnungen zu nutzen.

Unabhängig von der Modellvorstellung werden die bisher aus der Literatur vorliegenden Erkenntnisse zum Stromabriss im Vakuum vorgestellt. Ein wichtiges Merkmal stellt dabei der Aufbau des jeweils verwendeten Prüfkreises dar. Hierbei wird auf die Einflussfaktoren durch den Kreis und die elektrischen Größen wie Strom- oder Spannungshöhe eingegangen. Für den praktischen Anwendungsfall ist die Höhe des Abreißstroms nur von Interesse, falls durch ihn hohe Überspannungen ausgelöst werden können, die zur Schädigung angeschlossener Betriebsmittel oder des Schaltgeräts selbst führen können. Daher werden typische Schaltfälle dahingehend betrachtet, ob es bei ihnen zu solchen Problemen kommen kann. Insbesondere für den kritischsten Fall der induktiven Ausschaltung werden durch den Abreißstrom entstehende Risiken erörtert. Da der Einfluss des Kontaktmaterials auf die Höhe des Abreißstroms weitgehend erforscht ist, werden typische veröffentlichte Werte für einige relevante Materialien angegeben, wobei hier wegen des Einflusses der Kreisparameter jeweils der verwendete Prüfkreis in die Auswertung mit einbezogen werden muss. Trotzdem bleiben die publizierten Angaben zu Abreißströmen nicht vergleichbar, falls nicht exakt übereinstimmende Prüfkreise in den Arbeiten verwendet wurden.

Kapitel 4

Der in dieser Untersuchung verwendete Prüfkreis orientiert sich an der Norm IEC 62271-103, wobei die dort erwähnten Schaltungsvarianten vorgestellt werden. Für diese wird der Einfluss der auftretenden Impedanzen durch Induktivitäten und Kapazitäten anhand des Kreiskennwiderstands beschrieben. Anschließend wird der tatsächliche Aufbau der für diese Untersuchungen eingesetzten Prüfkreise beschrieben,

die sich im Wesentlichen durch die Art und Höhe der speisenden Prüfspannung unterscheiden. So werden im Niederspannungsprüfkreis bei einer Netzspannung von 230 V hauptsächlich Grundsatzuntersuchungen zu Abreißphänomenen und zum Einfluss des Kontaktwerkstoffs durchgeführt.

Dagegen dient der von einem sekundärseitig bis zu 10 kV gespeiste Mittelspannungsprüfkreis vornehmlich der Untersuchung des Einflusses einzelner Prüfkreisparameter. Für die Messung des Abreißstromverlaufs wird dabei eine spezielle Shunt-Variante unter Einsatz antiparallel verschalteter Gleichrichter benutzt. Als Prüflinge kommen kommerziell gefertigte Vakuumschaltröhren mit vereinfachter Plattenkontaktgeometrie zum Einsatz, deren Elektrodenmaterial eine der Untersuchungsvarianten darstellt.

Kapitel 5

Zunächst wird der allgemeine Zusammenhang zwischen Abreißstrom und resultierender Wiederkehrspannung anhand experimenteller Ergebnisse gezeigt. Aufgrund der dem Stromverlauf überlagerten, hochfrequenten Schwingungen ist die direkte Messung des Abreißstrom oftmals schwierig. Die durch den angeregten Schwingkreis auf der Lastseite des Prüfkreises entstehende Spannung lässt sich dagegen exakt messen und ermöglicht aufgrund der lastseitig verbauten, diskreten Kreiselemente einen direkten Rückschluss auf die Höhe des Abreißstroms. In einer statistischen Auswertung wird auf den Einfluss einzelner Ausreißer eingegangen und gleichzeitig belegt, dass eine höhere Zahl der je Messreihe durchgeführten Versuche nicht zwingend zu einer wahrscheinlicheren Normalverteilung der Ergebnisse führt.

Anschließend wird auf den Einfluss des Leistungsfaktors eingegangen, wobei hier die Gegenüberstellung von resistiven und induktiven Ausschaltungen im Vordergrund steht. Die typischen, bei resistiven Lasten auftretenden Stufen im Stromverlauf sind Bestandteil der Auswertung, sodass detailliert auf die Anzahl und die Lebensdauer einzelner Kathodenflecke eingegangen wird, welche diese Form verursachen. Für die induktive Ausschaltung wird anfangs die Herkunft der hochfrequenten Oszillationen beschrieben, bevor auf den Einfluss einzelner Parameter auf die Höhe des Stromabrisses eingegangen wird. Hierbei zeigt sich, dass auch für den verwendeten Prüfkreis bei steigendem Gesamtstrom der Abreißstrom tendenziell fällt. Dagegen kann eine signifikante Auswirkung der Höhe der Speisespannung nicht festgestellt werden, falls die Gesamtstromhöhe konstant gehalten wird. Eine hohe Lastkapazität

führt zu höheren Abreißstromwerten, wobei hier ein Sättigungseffekt ab einem bestimmten Wert der lastseitigen Kapazität eintritt. Die Höhe dieses Grenzwerts hängt von der speiseseitigen Kapazität ab. Begründen lässt sich dies damit, dass die für den Stromabriss verantwortlichen Schwingungen kurz vor dem Stromnulldurchgang durch einen Schwingkreis hervorgerufen werden, in dem Speise- und Lastkapazität in Reihe geschaltet sind. Folglich verliert eine der beiden Kapazitäten ihren Einfluss auf die Gesamtkapazität, falls sie deutlich größere Werte als die andere aufweist. Von den Induktivitäten dagegen bestimmt einzig die speiseseitige Induktivität den Verlauf und die Höhe des Abreißstroms, wobei hier sehr kleine Induktivitätswerte große Abreißströme verursachen. Zusammenfassen lassen sich die Einflüsse der Elemente über den Kreiskennwiderstand des relevanten Schwingkreises. Über diese Relation lassen sich empirische Berechnungsmethoden herleiten, die für die verwendeten Betriebsmittel eine mögliche, durch den Stromabriss resultierende Überspannung berechenbar machen.

Kapitel 6

Für das Simulationsmodell wird ein in der Literatur existierender Ansatz genutzt, der auf dem Modell der Thermo-Feld-Emission basiert, welches trotz der vorher genannten Vereinfachungen eine physikalisch berechenbare Grundlage darstellt. Dabei wird eine vereinfachte Bogenkennlinie verwendet, die an der Stelle des Prüfschalters bei der durch Differentialgleichungen beschriebenen Umsetzung des eingesetzten Prüfkreises Anwendung findet. Hiermit ist es möglich, die reell auftretenden Abhängigkeiten des Stromabrisses von den beteiligten Kreiselementen zu verstehen und in der Tendenz richtig nachzubilden. Dabei können auch größere Wertebereiche einzelner Elemente geprüft werden, was in experimentellen Versuchen einen zu großen Aufwand verursachen würde. Dagegen sind Absolutwerte des Abreißstroms so nicht korrekt berechenbar, da viele Einflüsse, die sich insbesondere in der Fußpunktregion des Bogens auswirken und durch das EEE-Modell besser interpretiert werden können, keine Berücksichtigung bei der Modellierung finden.

Kapitel 7

Im Gegensatz zu den experimentellen Untersuchungen des Abreißstroms, bei denen eine Vielzahl von unterschiedlichen Kontaktwerkstoffen zum Einsatz kommt, konzentrieren sich die metallurgischen Analysen auf einfache Materialien, deren Einsatz

für herkömmliche Anwendungen in der Vakuumschalttechnik nicht in Frage kommen würde. Diese Werkstoffe sind Kupfer und Edelstahl. Während reines Kupfer aufgrund seines bekannt hohen Abreißstroms und seines niedrigen Elastizitätsmoduls in konventionellen Vakuumschaltern selten eingesetzt wird, ist Edelstahl aufgrund der schlechteren elektrischen Leitfähigkeit und des hohen Abbrands selten der Kontaktwerkstoff der Wahl. Im beschriebenen Prüfkreis werden diese Materialien typischen Strombelastungen eines Lastschalters ausgesetzt, der üblicherweise weder eine sehr hohe Schaltspielzahl noch das Ausschalten von Kurzschlußströmen bewältigen muss. Dabei wird auf die Unterschiede zwischen diesen genannten Werkstoffen und Kupfer-Chrom eingegangen, welches als Vergleichsmaterial ebenfalls untersucht wurde.

Es zeigt sich, dass der Kontaktabbrand beim Kupfer mit dem des Kupfer-Chroms vergleichbar ist. Dagegen ist die Oberfläche der Edelstahlelektroden wesentlich stärker durch Erosion beeinflusst. Während an der Kathode Fußpunktspuren bis auf den Kontaktträger verlaufen, zeigt sich vor allem an der Anode ein vergleichsweise starker Materialabtrag, der sich durch eine Absetzung des Metaldampfs am Metaldampfschirm bemerkbar macht. Hier ist aufgrund der Verformung der Anodenoberfläche nach 1 000-facher Ausschaltung bei einem Strom von 630 A jedoch nur eine geringfügige Herabsetzung der Schaltleistung und der dielektrischen Festigkeit zu erwarten. Untersuchungen mithilfe von Licht- und Rasterelektronenmikroskopen stellen die Veränderungen der Oberflächenstruktur detailliert dar. Dabei zeigen sich bei den REM-Aufnahmen im Schmelzbereich geringe Unterschiede für die analysierten Werkstoffe, wobei sich hier bei Edelstahl die deutlichsten Einflüsse ergeben. Die Schmelztiefe dagegen wird anhand von Querschliffen der belasteten Elektroden lichtmikroskopisch ermittelt. Auch hier ist die Auswirkung der elektrischen Belastung bei Edelstahl am ausgeprägtesten. Neben der Beeinträchtigung der inneren Oberflächen in der Schaltröhre durch Verdampfungsrückstände zeigt sich bei diesen Aufnahmen besonders die Gefahr, dass sich die obersten Materialschichten lösen können, wodurch die dielektrische Festigkeit der offenen Schaltstrecke zum Zeitpunkt der Wiederverfestigung negativ beeinflusst werden kann.

9 Diskussion und Ausblick

Abschließend sollen die zuvor gezeigten Ergebnisse diskutiert werden, indem die Bedeutung der Ergebnisse in Bezug auf bisher veröffentlichte Arbeiten zum Themengebiet des Stromabrisses erörtert wird. Daraus abgeleitet soll ein Ausblick gegeben werden, inwieweit Messverfahren bei der Analyse des Abreißstroms einer Standardisierung unterzogen werden sollten. Ebenso soll der Einfluss des Kontaktwerkstoffs für den gezeigten Anwendungsfall des Lastschalters kritisch bewertet werden.

9.1 Bedeutung der Ergebnisse in Bezug auf bisherige Literaturangaben

In Abschnitt 2.4.2 wurden Arbeiten vorgestellt, in denen die durch den Prüfkreis entstehenden Effekte hinsichtlich des Stromabrisses untersucht wurden. Dabei wurden jeweils die einzelnen Kreisparameter variiert und anschließend ein Einfluss der Veränderung auf die Höhe des Abreißstroms analysiert. Jedoch besitzen diese Ergebnisse bisher nur Gültigkeit für die dort benutzten Prüfkreise. Für Hersteller von Schaltgeräten und den dort eingesetzten Kontaktwerkstoffen stellt sich die Frage, ob diese Beobachtungen auch auf den Einsatz des Schalters in realen Netzen übertragen werden können. Anwender der Schaltgeräte wiederum werden mit der Problematik konfrontiert, ob die Herstellerangaben bezüglich des Abreißstroms und der resultierenden Gefahr von Überspannungen ausreichend für den geplanten Einsatzfall abgesichert sind. So können im Labor durch entsprechende Auslegung des Prüfkreises (große Induktivität, kleine Kapazität im relevanten Schwingkreis) problemlos Abreißströme von unter 5 A für Kupfer gemessen werden. Aber auch die höheren, in der Literatur genannten Werte schwanken für das Beispiel Kupfer deutlich. Während in [Rie89a] der mittlere Abreißstrom mit 13 A angegeben wird, nennen [Ham80] 16 bis

18 A und [Fre89] 20 A für diesen Wert. Letztlich können die Ergebnisse nur schwer untereinander verglichen werden, da sowohl Dimensionierung als auch Struktur des Prüfkreises oft zu unterschiedlich sind.

Die Angabe des verwendeten Kreiskennwiderstands bietet eine Basis zu einer besseren Vergleichbarkeit, jedoch muss hier genau betrachtet werden, welche Kreiselemente in die Berechnung von Z_W einfließen. Demnach sind Gegenüberstellungen der Ergebnisse für verschiedene Werkstoffe anhand der Arbeiten unterschiedlicher Autoren nicht sinnvoll, um ein im Abreißstromverhalten günstigeres Kontaktmaterial zu identifizieren. Aus diesem Grund ist es ebenso unbedingt erforderlich, die verwendeten Prüfkreise bei der Angabe von Stromabrisswerten detailliert zu dokumentieren. Eine Standardisierung der Messverfahren schafft hier Abhilfe, gestaltet sich aufgrund der unterschiedlichen Anwendergruppen solcher Messungen aber schwierig. Auf diesen Punkt wird im folgenden Abschnitt näher eingegangen.

9.2 Prüfkreisaufbauten und Normung der Messverfahren

Für die Messung des Abreißstroms von Vakuumschaltern existiert kein genormtes Prüf- und Messverfahren. Um eine einheitliche Ermittlung des Abreißstroms zu ermöglichen, müssen folgende Punkte gleichermaßen einheitlich umgesetzt werden:

- Prüfkreis mit definierter Dimensionierung einzelner Elemente sowie vorgegebener Struktur
- Ähnliche Messtechnik oder Benennung einer maximalen Messunsicherheit
- Einheitliche Auswertung des gemessenen Stromsignals

Dabei ist zu klären, ob die absolute Größe der Kreiselemente vorgegeben werden muss oder ob eine Orientierung am Kreiskennwiderstand ausreichend ist. In dieser Arbeit konnte gezeigt werden, dass für gleiche Kreiskennwiderstände mit unterschiedlichen Kombinationen von Kapazität und Induktivität ähnliche Ergebnisse für den Abreißstrom erwartet werden können. Trotzdem sind bei gleichem Kreiskennwiderstand unterschiedliche Frequenzen der überlagerten Schwingung möglich, was vermieden werden sollte.

Die Prüfkreisstruktur ist ebenso festzulegen, wobei hier keine Einflüsse durch die Art der Spannungsbereitstellung zu erwarten sind. Die zur Messung des Abreißstroms eingesetzte Messtechnik muss die Anforderungen erfüllen, die das zu erwartende Stromsignal mit hochfrequenten Anteilen vorgibt. So müssen Signale im Frequenzbereich bis zu einigen Megahertz erfasst werden können, falls der Verlauf der relevanten Instabilitäten vor dem Abriss gemessen werden soll.

Bei der Auswertung des Abreißstroms ist es empfehlenswert, diesen indirekt durch Messung der Wiederkehrspannung zu ermitteln, falls dies grundsätzlich möglich ist. Dazu müssen die Kreiselemente auf der Lastseite genau bekannt sein. Die Wiederkehrspannung stellt ein unverfälschtes Signal dar, während sich das eigentliche Stromsignal nahe dem Zeitpunkt des Stromabrisses durch Instabilitäten als schwer auswertbar erweisen kann. Diese indirekte Messmethode setzt allerdings die genaue Kenntnis der Größen der im Kreis vorhandenen Elemente voraus, da diese in die Berechnung des Abreißstroms mit einfließen.

Da die weiteren Einflussfaktoren auf die Vorgänge während des Stromabrisses vielfältig sind, müssen bei der Umsetzung der Versuche zur Prüfung von Kontaktwerkstoffen etliche Parameter vorgeschrieben werden. Folgende Liste gibt einige aus der Literatur bekannte Variablen an, die zu berücksichtigen und je nach Anwendung in bestimmten Bereichen einzuhalten sind:

- Gesamtstromhöhe
- Höhe der Speisespannung
- Zahl der Leerschaltungen
- Zahl der vorherigen Schalthandlungen (Vorbelastung der Kontaktoberflächen)
- Kontaktabstand zum Zeitpunkt des Stromabrisses
- Bogenzeit bis zum Stromnulldurchgang
- Öffnungsgeschwindigkeit der Kontakte
- Kontaktkraft der geschlossenen Kontakte
- Kontaktgeometrie

Die Umsetzung sämtlicher genannten Parameter macht eine standardisierte Prüfung schwierig. Darüber hinaus sind die anzustrebenden Parameter eines einheitlichen Prüfverfahrens abhängig von der Zielsetzung, die verfolgt werden soll. Für

eine Schützenanwendung ist es interessant zu untersuchen, inwieweit die Zahl der vorangegangenen Schaltspiele (stromlos und unter Stromfluss) zu einer Änderung des Abreißstroms führt. Dagegen ist bei Leistungsschalterprüfungen der Einfluss eines vorherigen Kurzschlussstromflusses von höherer Bedeutung. Sollen also für bestimmte Anwendungen separate Prüfkreise standardisiert und sich an den zuvor genannten Parametern einheitlich orientiert werden, stellt sich immer noch die Frage, wie der Prüfkreis zu dimensionieren ist. Hier existieren z. B. drei mögliche Ansätze: Zum einen die strikte Orientierung an den bisherigen Normungsschriften. D.h., je nach Spezifikation der Schalter dienen die in den Normen vorgeschlagenen Prüfkreise als Vorlage für den Kreis, mit dem Abreißströme bestimmt werden sollen. Der Vorteil liegt in der bereits existierenden Prüfkreisstruktur und allen damit verbundenen Vorschriften. Hier kann die Einrichtung zur Strommessung einfach integriert werden. Trotzdem sind auch in den Normen noch zu große Freiheiten bei der Dimensionierung des Prüfkreises gegeben.

Hieran schließt sich die zweite Möglichkeit an, einen an den Normen angelehnten Kreis aufzubauen. Dazu wird ein vereinfachter Prüfkreis genutzt, wie ihn bspw. Abbildung 6.3 zeigt. In diesem Zusammenhang werden alle Elemente diskret ausgeführt, wobei die Größe jedes Elements deutlich über einer möglichen parasitären Größe liegen und genau definiert sein sollte. Damit wird vermieden, dass vor allem parasitäre Kapazitäten Einfluss auf die Vorgänge während des Stromabrisses nehmen. Mit diesem Ansatz sind nicht unbedingt praxisnahe Netzsituationen nachzubilden, jedoch ist der Einfluss durch Kreisparameter nahezu komplett auszuschließen.

Bei den genannten Vorschlägen können unter Umständen sehr kleine Abreißströme aus dem einheitlichen Prüfkreisbau resultieren. Bei einem Kreiskennwiderstand von einigen tausend Ohm sind auch bei Kupfer Abreißströme von nur einigen Ampere möglich. Folglich wären so für Materialien wie Wolframcarbid-Silber Abreißströme unter einem Ampere zu erwarten, sodass hier einheitliche Vergleichsmessungen von Messunsicherheiten verfälscht würden. Daher kann als mögliche dritte Variante der Ansatz verfolgt werden, einen Prüfkreis derart zu gestalten, dass durch die Kreiselemente möglichst hohe Abreißströme hervorgerufen werden. Nach Abschnitt 5.5 wären Prüfkreise mit einem möglichst geringen Kreiskennwiderstand zu wählen, um dieses Ziel zu erreichen.

Allen Ansätzen ist gemeinsam, dass aufgrund des großen Einflusses der jeweils gewählten Kreisparameter bei vergleichenden Untersuchungen unterschiedlicher Kontaktwerkstoffe der Prüfkreis immer gleich zu halten ist, da auch Veränderungen der Lage einzelner diskreter Elemente die parasitären Größen beeinflussen.

9.3 Eignung verschiedener Werkstoffe für Lastschaltanwendungen

Für die üblichen Anwendungen von Vakuumschaltern haben sich in den vergangenen Jahrzehnten bestimmte Kontaktwerkstoffe etabliert. Im Bereich der Leistungsschalter kommen üblicherweise Kupfer-Chrom-Gemische zum Einsatz, während für Schütze hauptsächlich Werkstoffe auf Wolframcarbid-Basis verwendet werden, die eine besondere Abbrandfestigkeit und eine niedrige Verschweißgefahr aufweisen.

In dieser Arbeit wurden Materialien untersucht, die für Lastschaltanwendungen im Fokus stehen. Bisher wurden für diesen Fall Kupfer-Chrom-Kontakte benutzt, weshalb diese bei den Untersuchungen für lastschaltspezifische Schaltleistungen ebenfalls Gegenstand der Untersuchung waren, indem unterschiedliche Zusammensetzungen bezüglich des Abreißstroms betrachtet wurden. Für die metallurgische Prüfung dagegen wurden auch die Werkstoffe Edelstahl und Kupfer näher betrachtet, da diese durch ihre geringen Herstellungskosten und die weite Verbreitung eine mögliche Alternative zum Kupfer-Chrom bei Lastschaltern darstellen. Bezüglich des Abreißstroms zeigt sich, dass für bestimmte Netzkonfigurationen auch bei Kupfer mit niedrigen Abreißströmen gerechnet werden kann. Daher muss je nach Anwendung geprüft werden, ob für spezielle Fälle auch Kupfer zum Einsatz kommen kann. Für universell einsetzbare Lastschalter eignet sich Kupfer als Werkstoff allerdings aufgrund der ebenso möglichen, sehr hohen Abreißströme nicht.

Dagegen ergeben sich für den Werkstoff Edelstahl in der verwendeten Zusammensetzung im Labor Abreißströme, die sich nicht nennenswert von denen des Kupfer-Chroms unterscheiden. Allerdings zeigen hier die metallurgischen Analysen, dass dieses Kontaktmaterial andere Eigenschaften besitzt, welche die Anwendungsmöglichkeiten in Schaltgeräten mit vergleichbarer Schaltleistung in Frage stellen. Hier sind weiterführende Untersuchungen notwendig, inwieweit die bereits durch geringe

Ladungseinträge entstehenden Beeinträchtigungen der Oberflächenstruktur bspw. zum dielektrischen Versagen bei der Wiederverfestigung der Schaltstrecke führen können. Ebenso muss geklärt werden, inwieweit die geringe Leitfähigkeit des Edelstahls für bestimmte Einsatzgebiete als akzeptabel erachtet werden kann.

Literatur

- [And92] A. Anders, S. Anders, B. Jüttner, H. Pursch, W. Bötticher und H. Lück. “Characteristic Times and Structure of Cathode Spots Determined by Streak Camera Measurements”. In: *XVth Int. Symp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Darmstadt, 1992.
- [Bar03] S. A. Barengolts, G. A. Mesyats und D. L. Shmelev. “Structure and Time Behavior of Vacuum Arc Cathode Spots”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 31, No. 5 (2003), S. 809 –816.
- [Bei97] I. I. Beilis, B. E. Djakov, B. Jüttner und H. Pursch. “Structure and dynamics of high-current arc cathode spots in vacuum”. In: *J. Phys. D: Appl. Phys.* 30 (1997), S. 119 –130.
- [Bey86] M. Beyer, W. Boeck, K. Möller und W. Zaengl. *Hochspannungstechnik, Theoretische und praktische Grundlagen*. Berlin: Springer Verlag, 1986.
- [Box83a] R. L. Boxman, S. Goldsmith, I. Izraeli und S. Shalev. “A Model of the Multicathode-Spot Vacuum Arc”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 11, No. 3 (1983), S. 138 –145.
- [Box83b] R. L. Boxman und S. Goldsmith. “Model of the Anode Region in a Uniform Multi-Cathode-Spot Vacuum Arc”. In: *J. Phys. D: Appl. Phys.* 54 (1983), S. 592.
- [Box95] R. L. Boxman, D. M. Sanders und P. J. Martin. *Handbook of Vacuum Arc Science & Technology - Fundamentals and Applications*. New Jersey: Noyes Publications, 1995.
- [Bro84] T. E. Browne. *Circuit Interruption: Theory and Techniques*. New York, Basel: Marcel Dekker Inc., 1984.
- [Böh05] H. Böhme. *Mittelspannungstechnik*. 2. Auflage. Berlin: Huss Medien, Verlag Technik, 2005.

- [Cob60] J. D. Cobine und G. A. Farrell. “Experimental study of arc stability”. In: *J. Phys. D: Appl. Phys.* Vol. 31 (1960), S. 2296 –2304.
- [Coi07] D. Coin. “Testing normality in the presence of outliers”. In: *Statistical Methods and Applications* Vol. 17 (2007), S. 3 –12.
- [Cza86] L. Czarnecki. *Einfluß des Kontaktwerkstoffes auf Stromabriß und Löschung des Vakuumbogens*. Braunschweig: Dissertation, 1986.
- [Din03a] C. Ding und S. Yanabu. “Effect of Parallel Circuit Parameters on the Instability of a Low-Current Vacuum Arc”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 31, No. 5 (2003), S. 877 –883.
- [Din03b] C. Ding, S. Yanabu und S. Arai. “Instability and Chopping Phenomena of a Low-Current Vacuum Arc”. In: *Electrical Engineering in Japan*. Bd. Vol. 145, No. 4. 2003, S. 1061 –1067.
- [Eck71] G. Ecker. “Zur Theorie des Vakuumbogens”. In: *Beitrag a. d. Plasma-Physik* No. 11 (1971), S. 405 –415.
- [Eck73] G. Ecker. “Unified Analysis of the Metal Vapour Arc”. In: *Z. f. Naturforsch.* Nr. 28a (1973), S. 417.
- [Eck74] G. Ecker. “Das Chopping-Phänomen”. In: *Beitrag a. d. Plasma-Physik* No. 3 (1974), S. 67 –78.
- [Eck88] G. Ecker. “The Short Vacuum Arc - Part II: Model and Theoretical Aspects”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 16, No. 3 (1988), S. 348 –351.
- [Fal06] L. T. Falkingham. “Vacuum Interrupter Design for HV and VHV Applications”. In: *XXII Ind Int. Symp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Matsue, 2006.
- [Fin06] K. Finckenstein, J. Lehn, H. Schellhaas und H. Wegmann. *Arbeitsbuch Mathematik für Ingenieure, Band II: Differentialgleichungen, Funktionentheorie, Numerik und Statistik*. 3. Auflage. Wiesbaden: Vieweg und Teubner Verlag, 2006.
- [Fre89] P. Frey, N. Klink, R. Michal und K. Saeger. “Metallurgical Aspects of Contact Materials For Vacuum Switching Devices”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 17, No. 5 (1989), S. 734 –740.

-
- [Fro78] F. Froncek, H. Markiewicz und Z. Zalucki. “Strom- und Spannungsverläufe des Vakuumlichtbogens in der Nähe des Stromnulldurchgangs”. In: *etzArchiv* Bd. 9 (1978), S. 549 –552.
- [Fro84] F. Froncek und Z. Wróblewski. “Charakteristische Abreißströme von Vakuumschaltern und Methoden für ihre Ermittlung”. In: *etzArchiv* Bd. 8 (1984), S. 299 –304.
- [Fro85a] F. Froncek. “The Effect of the Electric Circuit on the Current Transients of the Vacuum Near the Current Zero”. In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* Vol. EI-20, No. 4 (1985), S. 751 –754.
- [Fro85b] F. Froncek, Z. Wróblewski und H. Schmidt. “Neue Methode zur Ermittlung der Schaltüberspannungen durch Abreißströme von Vakuumschaltern unter Berücksichtigung der Rückwirkung des Schaltkreises auf den Vakuumlichtbogen”. In: *etzArchiv* Bd. 7 (1985), S. 233 –239.
- [Ger01] C. Gerthsen. *Gerthsen Physik*. Berlin Heidelberg: Springer Verlag, 2001.
- [Gro82] H. Groh. *Hochspannungsmesstechnik*. Grafenau: Expert Verlag, 1982.
- [Ham80] J.-F. Hamann, H. Kippenberg, H. Häßler und H. Schreiner. “Abrissstromverhalten von Vakuumlichtbögen unter besonderer Berücksichtigung des Werkstoff- und Struktureinflusses der Elektroden”. In: *Siemens Forsch.-u. Entwickl.-Ber.* Vol. 9 (1980), 210ff.
- [Hei93] F. Heitzinger, H. Kippenberg, K. E. Saeger und K.-H. Schröder. “Contact Materials for Vacuum Switching Devices”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 21, No. 5 (1993), S. 447 –453.
- [Heu10] K. Heuck, K.-D. Dettmann und D. Schulz. *Elektrische Energieversorgung*. 8. Auflage. Braunschweig: Vieweg und Teubner Verlag, 2010.
- [Ieca] *IEC 60265-1*. High-voltage switches - Part 1: Switches for rated voltages above 1 kV und less than 52 kV (IEC 60265-1:1998); German version EN 60265-1:1998.
- [Iecb] *IEC 62271-103*. High-voltage switchgear, controlgear - Part 103: Switches for rated voltages above 1 kV up to und including 52 kV (IEC 17A/831/CD:2008), draft.

- [Kur85] Y. Kurosawa, K. Iwasita, R. Watanabe, H. Andoh, T. Takasuna und H. Watanabe. “Low Surge Vacuum Circuit Breakers”. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* Vol. PAS-104, No. 12 (1985), S. 3634 –3642.
- [Kör08] F. Körner. “Kontaktverhalten von Vakuumschaltern beim kapazitiven Schalten”. Diss. Braunschweig, 2008.
- [Küc09] A. Küchler. *Hochspannungstechnik - Grundlagen - Technologie - Anwendungen*. 3. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2009.
- [Laf80] J. M. Lafferty. *Vacuum Arcs: Theory and Application*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1980.
- [Lat81] R. V. Latham. *High Voltage Vacuum Insulation - The Physical Basis*. New York: Academic Press Inc., 1981.
- [Lat95] R. V. Latham. *High Voltage Vacuum Insulation - Basic Concepts and Technological Practice*. San Diego: Academic Press Inc., 1995.
- [Lip03] H. J. Lippmann. *Schalten im Vakuum*. 1. Auflage. Berlin, Offenbach: VDE Verlag, 2003.
- [Lip76] H. J. Lippmann und D. Schuöcker. “Chopping Current of Metal Vapor Arc in Vacuum”. In: *Siemens Forsch.- u. Entwickl.-Ber.* Bd. 5 (1976), S. 21 –24.
- [Lip77] H. J. Lippmann, W. Reif und D. Schuöcker. “Kennlinie und Hochfrequenzstabilität des Metaldampflichtbogens im Vakuum”. In: *Siemens Forsch.- u. Entwickl.-Ber.* Bd. 6 (1977), S. 252.
- [Lit84] E. A. Litvinov. “Theory of Explosive Electron Emission”. In: *XIth Int. Symp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Berlin, 1984.
- [Lit98] E. A. Litvinov und A. Z. Nemirovskii. “The mechanism of development of a cathode spot of a vacuum arc”. In: *XVIIIth Int. Symp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Eindhoven, 1998.
- [Mes00] G. A. Mesyats. *Cathode Phenomena in a Vacuum Discharge: The Breakdown, the Spark and the Arc*. Nauka Publishers, 2000.

-
- [Mur77] M. Murano, S. Yanabu, H. Ohashi, H. Ishizuka und T. Okazaki. "Current Chopping Phenomena of Medium Voltage Circuit Breakers". In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* Vol. PAS-96, No. 1 (1977), S. 143 –149.
- [Oet11] H. Oettel und H. Schumann. *Metallografie*. Bd. 15. Auflage. WILEY-VCH Verlag, 2011.
- [Oha76] H. Ohashi, T. Mizuno und S. Yanabu. "Application of a vacuum circuit breaker to dry-type transformer switching". In: *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting* Paper A76, 174-3 (1976).
- [Pau83] I. Paulus, R. Holmes und H. Edels. "Vacuum arc response to current transients". In: *J. Phys. D: Appl. Phys.* Vol. 16 (1983), S. 17 –27.
- [Pop01] M. Popov und L. van der Sluis. "Improved Calculations for No-Load Transformer Switching Surges". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* Vol. 16, No. 3 (2001), S. 401 –408.
- [Pop99] M. Popov und E. Acha. "Over-voltages due to switching off an unloaded transformer with a vacuum circuit breaker". In: *IEEE Transactions on Power Delivery* Vol. 14, No. 4 (1999), S. 1317 –1326.
- [Rei09] M. Reinhard. "Experimentelle Untersuchungen zum Einzelimpulsenergieaufnahmevermögen von Metalloxidwiderständen eingesetzt in Hochspannungsnetzen unter Berücksichtigung eines komplexen Fehlerkriteriums". Diss. Darmstadt, 2009.
- [Rei83] U. Reininghausen. "Schaltverhalten unterschiedlicher Kontaktwerkstoffe im Vakuum". Diss. Braunschweig, 1983.
- [Rie67] W. Rieder. *Plasma und Lichtbogen*. Braunschweig: Vieweg Verlag, 1967.
- [Rie89a] W. Rieder, M. Schusseck, W. Glätzle und E. Kny. "The Influence of Composition and Cr Particle Size of Cu/Cr Contacts on Chopping Current, Contact Resistance, and Breakdown Voltage in Vacuum Interrupters". In: *IEEE Transactions on Components, Hybrids and Manufacturing Technology* Vol. 12, No. 2 (1989), S. 273 –283.
- [Rie89b] K.-U. Riemann. "Theory of the Cathode Sheath in a Vacuum Arc". In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 17, No. 5 (1989), S. 641 –643.

- [Rug02] J. Ruge und H. Wohlfahrt. *Technologie der Werkstoffe*. Braunschweig, Wiesbaden: Vieweg Verlag, 2002.
- [Rus95] C. Rusteberg, M. Lindmayer, B. Jüttner und H. Pursch. “On the ion energy distribution of high current arcs in vacuum”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 23, No. 6 (1995), S. 909 –914.
- [Sat90] Y. Satoh, E. Kaneko, K. Yokokura, T. Okutomi, M. Homma, T. Tamagawa, I. Oshima und S. Yanabu. “Development of new type, low surge and high current vacuum interrupters”. In: *Proceedings XIVth. International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Santa Fe / New Mexico, 1990, S. 446 –449.
- [Sch10] A. Schmidt. “Methodik der empirischen Forschung”. In: Hrsg. von S. Albers. Gabler Verlag, 2010. Kap. Normalverteilungsannahme und Transformationen bei Regressionen.
- [Sha65] S. S. Shapiro und M. B. Wilk. “An Analysis of Variance Test for Normality (Complete Samples)”. In: *Biometrika* 3/4 (1965), S. 591 –611.
- [Sla07] P. G. Slade. *The Vacuum Interrupter: Theory, Design, and Application*. Boca Raton, London, New York: Crc Pr Inc, 2007.
- [Sla94] P. G. Slade. “Advances in Material Development for High Power, Vacuum Interrupter Contacts”. In: *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology Part A*, Vol. 17, No. 1 (1994), S. 96 –106.
- [Sme86] R. P. P. Smeets. “Stability of low-current vacuum arcs”. In: *J. Phys. D: Appl. Phys.* Vol. 19 (1986), S. 575 –587.
- [Sme89] R. P. P. Smeets. “The Origin of Current Chopping in Vacuum Arcs”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 17, No. 2 (1989), S. 303 –310.
- [Sme92] R. P. P. Smeets, E. Kaneko und I. Oshima. “Experimental Characterization of Arc Instabilities and Their Effect on Current Chopping in Low-Surge Vacuum Interrupters”. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* Vol. 20, No. 4 (1992), S. 439 –446.
- [Süd04] Südkabel. *Einadrige VPE-Kabel für Mittelspannungsnetze - Kabelsysteme, Kabel und Garnituren*. Techn. Ber. 2004.

- [Tay06] E. D. Taylor, P. Slade und W.-P. Li. “High chop currents observed in vacuum arcs between tungsten contacts”. In: *Proceedings of the 23rd International Conference on Electrical Contacts*. Sendai, 2006.
- [Tem99] S. Temborius und M. Lindmayer. “Stromnullverhalten unter Vakuum-Lastschalter-Bedingungen”. In: *15. Fachtagung, Kontaktverhalten u. Schalten, Karlsruhe*. 1999.
- [Vin02] E. Vinaricky. *Elektrische Werkstoffe und Anwendungen. Grundlagen, Technologien, Prüfverfahren*. Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo: Springer Verlag, 2002.
- [Yam94] A. Yamamoto, T. Kusano, T. Okutomi, M. Homma und M. Okawa. “Effect of composition on current chopping characteristics in Ag-base contacts”. In: *Proceedings of the 17th International Conference on Electrical Contact Phenomenon*. Nagoya, 1994, S. 887 –892.
- [Zad11] M. Koochack Zadeh. “Field Emission Current Analysis for the Assessment on Dielectric and Switching Performance of Vacuum Interrupters”. Diss. Darmstadt, 2011.

Eigene Publikationen

1. P. Halbach, V. Hinrichsen, F. Hörtz, J. Teichmann: *Magnetische Löschung von Schaltlichtbögen - Verhalten des Lichtbogens während des Ausschaltvorgangs*. Bulletin SEV/AES, 01/2010.
2. P. Halbach, K. Golde, V. Hinrichsen, K. Ermeler, J. Teichmann: *Switching Behavior of Vacuum Interrupters under Practical System Conditions*. ISDEIV 2010, 30. August - 3. September 2010, Braunschweig.
3. P. Halbach, B. Baum, V. Hinrichsen, K. Ermeler, J. Teichmann: *Investigations of Current Instabilities before Current Zero for Typical Load Switching Applications*. ISH 2011, 22. - 26. August 2011, Hannover.
4. P. Halbach, V. Hinrichsen, K. Ermeler, E. D. Taylor, J. Teichmann: *Influence of Supply and Load Circuit-Parameters on the Chopping Phenomena of Vacuum Interrupters*. ISDEIV 2012, 2. - 7. September 2012, Tomsk.
5. P. Halbach, K. Golde, V. Hinrichsen: *Untersuchungen zum Einfluss der Prüftechnik bei der Auswertung von Abreißströmen industriell gefertigter Vakuum-schaltröhren*. ETG-Fachtagung Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, 15. - 16. November 2012, Fulda.

Betreute Diplom- und Studienarbeiten

Folgende Diplom- und Studienarbeiten wurden im Rahmen dieser Arbeit angefertigt und stellen Teil der hier gezeigten Ergebnisse dar:

1. Studienarbeit Nr. 1824: *Einfluss der Kontaktwerkstoffe eines Vakuumschalters auf die Beanspruchung angeschlossener Betriebsmittel durch entstehende Schaltüberspannungen* (Patrick Ihl). Darmstadt, 2008.
2. Studienarbeit Nr. 1834: *Simulation von Schaltereignissen für besondere Netzanforderungen in Windparks* (Martin Rosenberger). Darmstadt, 2009.
3. Studienarbeit Nr. 1843: *Modellierung des Stromabrisssverhaltens von Vakuumschaltern in Simplorer sowie MATLAB und Validierung des Modells durch experimentelle Untersuchungen* (Alexander Feilbach). Darmstadt, 2010.
4. Diplomarbeit Nr. 1845: *Untersuchung von Stromabrisssphänomenen bei Vakuumschaltern für unterschiedliche Prüfbedingungen* (Karsten Golde). Darmstadt 2010.
5. Diplomarbeit Nr. 1849: *Vergleich von Stromabrisssphänomenen in Simulation und experimenteller Untersuchung für unterschiedliche Prüfkreisparameter* (Benjamin Baum). Darmstadt 2011.

Lebenslauf

Patrick Halbach,
geboren am 12. November 1981
in Hofheim am Taunus



Werdegang

Ab 09/2012	Entwicklungsingenieur bei der Siemens AG in Frankfurt am Main
06/2007 bis 09/2012	Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der TU Darmstadt im Fachgebiet Hochspannungstechnik
11/2006 bis 05/2007	Diplomarbeit bei der Siemens AG in Frankfurt am Main im Bereich der Mittelspannungsschaltanlagen
10/2001 bis 05/2007	Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der TU Darmstadt
05/2001	Erlangung der allgemeinen Hochschulreife (Abitur) am Gymnasium Tilemannschule in Limburg an der Lahn

24. September 2012

Erklärung laut § 9 PromO

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Dissertation allein und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur verfasst habe. Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, den 24. September 2012

Patrick Halbach